Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

l'antenna

NUMERO 1

Anno XXII - Gennaio 1950

LIRE DUECENTO

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

1

GENNAIO 1950

XXII ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietaria . . . . **EDITRICE IL ROSTRO S. a R. L.**

Direzione, Redazione, Amministrazione e Uffici Pubblicitari:

VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 70-29-08 - C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 200;** l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2000 più 40** (2 % imposta generale sull'entrata); estero **L. 4000 più 80.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

La collaborazione dei lettori è accettata e compensata. I manoscritti non si restituiscono per alcun motivo anche se non pubblicati. La responsabilità tecnica scientifica di tutti i lavori firmati spetta ai rispettivi autori, le opinioni o le teorie dei quali non impegnano la Direzione.

In questo fascicolo:

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

TERMOSTATI ELETTRONICI

di G. A. UGLIETTI

Premessa

Tra le sempre crescenti applicazioni dei tubi elettronici va annoverata in primo piano quella del controllo automatico della temperatura; se per alcune applicazioni in cui non si richiede una grande accuratezza di regolazione i termostati meccanici sono i prescelti, quelli elettronici predominano nel campo dell'alta precisione e sensibilità.

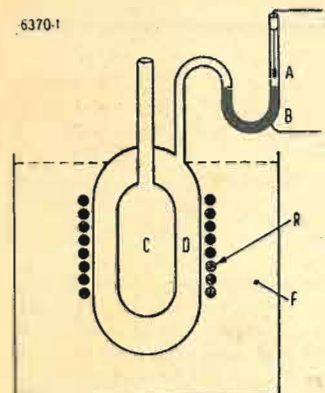



FIG. 1. — *Schema di termostato a gas (a variazione di volume).*

Un termostato qualsivoglia comprende generalmente tre organi ciascuno avente una funzione caratteristica e precisamente: lo « elemento pirometrico » che rileva la temperatura dell'ambiente sotto controllo, il « dispositivo di controllo » che reagisce ai cambiamenti che avvengono nell'elemento pirometrico nel modo voluto e agisce su l'« elemento termico » la cui funzione è quella di fornire (o anche più raramente sottrarre) calore all'ambiente controllato o camera termostatica.

La prontezza con cui un termostato entra in azione, la costanza di taratura e la sensibilità, ossia la minima variazione di temperatura necessaria affinchè il termostato entri in azione, formano i principali requisiti relativi alla bontà del dispositivo.

Raffronto dei vari tipi

Una citazione seppur breve delle varie caratteristiche che si incontrano in termostati basati su vari principi servirà bene a mettere in risalto i pregi non indifferenti dei tipi elettronici.

a) *Termostato a gas.*

Questo tipo sfrutta le variazioni di volume di un gas al variare della temperatura (es. tipo Haughton-Hanson).

In fig. 1 è riportato schematcianiente una delle forme preferibilmente adottate.

C è il recipiente che contiene la sostanza da mantenere a una determinata temperatura ed è a sua volta contenuto nel recipiente *D* riempito generalmente di azoto o aria che dilatandosi o contraendosi al variare della temperatura sposta il mercurio posto nel tubo ad *U* indicato con *B* che a sua volta venendo in contatto o meno con la punta platinata *A* apre e chiude un circuito elettrico posto in serie direttamente con la resistenza *R* che provvede a riscaldare l'ambiente *C*. Il tutto è termicamente isolato dal refrattario *F* (es. lana di vetro). Per valori non grandi di potenza il circuito elettrico può far capo direttamente a una rete ad es. a 160 o 220 V. E' consigliabile frapporre un condensatore a carta da 0,1 mF in parallelo coi reofori *H* ed *I* per prevenire la formazione di scintille.

Questi tipi di termostati se ben costruiti possono essere sensibili a variazioni di temperatura di soli 0,1 °C. La loro semplicità è però solo apparente, si pensi solo agli accorgimenti che occorre adottare per evitare che variazioni nella temperatura ambiente agiscano direttamente sul mercurio posto nel tubo a *U*, all'effetto di capillarità del tubo medesimo e al dimensionamento del tutto che deve essere tale per cui finito il controllo raffreddandosi molto al disotto della temperatura di lavoro il gas contenuto in *D* non « succhi » all'indietro il mercurio.

b) *Termostati a liquido.*

Si può senz'altro adottare per tali tipi lo stesso schema didattico di fig. 1 con l'avvertenza che il liquido contenuto in *D* deve essere scelto in funzione del rapporto di temperature massimo e minimo, per esempio:

acqua	da 4 a 80 °C
kerosone	da —40 a 75 °C
glicerina	da 100 a 270 °C
olio da tempera	da 50 a 300 °C
lega di stagno-piombo	da 200 a 600 °C
sali inorganici fusi	da 200 a 1600°C

Allorchè viene adoperato come liquido il mercurio generalmente la disposizione in questo caso particolare è particolarmente diversa e assume tre le altre quella ad es. di un termometro di massima e minima opportunamente foggiato.

c) *Termostati bimetallici.*

Questi tipi di termostati sono basati sulla dilatazione che subiscono due metalli o meglio due leghe metalliche per effetto della temperatura. Particolari disposizioni amplificano se necessario questi cambiamenti di dimensioni che sono ai fini dell'utilizzazione la risultante delle diverse dilatazioni dei due metalli. Il tipo più semplice consiste in due lamine metalliche sovrapposte e cementate fra loro, l'una contenente ad es. il 42% *Ni* e 58% *Fe* e l'altra con il 42% *Ni*, a 150 °C presenta una leggera curvatura e da 150 a 300 °C la curvatura si accentua rapidamente; come è visibile in fig. 2 una tale lamina può benissimo aprire e chiudere in funzione dei cambiamenti di temperatura un contatto elettrico che inserisce od esclude l'« elemento termico ».

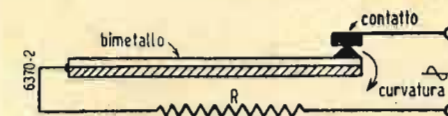



FIG. 2. — *Termostato bimetallico (a variazione di dilatazione termica).*

Questi tipi di termostati sono spesso impiegati per la loro semplicità, ma il controllo ottenibile è molto grossolano e presenta grande inerzia, per cui sono possibili veri fenomeni d'inerzia quando avvengono rapidi cambiamenti di temperatura. Varianti di coppie bimetalliche si hanno nei tipi a doppia deflessione e in quelle avvolte a spirale, nonchè a tubi coassiali.

Termostati elettronici

Rientrano in questa categoria tutti quei tipi di termostati che impiegano tubi elettronici; apparentemente sembrano i più complessi, ma in pratica permettono di ottenere risultati di estrema precisione unita alla più grande facilità di realizzazione. Qualsiasi elettrotecnico è infatti in grado di procedere alla costruzione di un termostato elettronico avente le più rigorose caratteristiche con pieno successo, mentre per un semplice termostato a coppia bimetallica per avere buoni risultati occorrerebbero non un indifferente numero di prove.

Nei termostati elettronici « l'elemento termico » è generalmente comune ai vari sottotipi, mentre il « dispositivo di controllo » è

Fig. 3. — *Schema di termostato a resistenza (a variazione di resistenza elettrica). Si noti che nello schema, per errore, non compaiono le lettere* a, a *in corrispondenza dei capi di entrata (resistenza 500 ohm, 1 W), che la resistenza a presa centrale in parallelo al tubo a gas SV150 è di 50.000 ohm e non 5000, ed infine che il capo « zero » del trasformatore di alimentazione deve essere connesso a massa e l'avvolgimento secondario indicato* a, a *deve corregersi con* h, h.

costituito da un amplificatore impiegante tubi elettronici in numero variabile secondo le prestazioni richieste e tra loro accoppiati in varie guise. Le differenze sostanziali si riscontrano per lo più nell'« elemento pirometrico », che può essere: una resistenza, un'induttanza, una capacità, una cellula fotoelettrica, una termocoppia, ecc. Riferendoci alla natura dell'elemento pirometrico si hanno i seguenti termostati elettronici:

a) *Termostato a resistenza.*

E' noto che un conduttore metallico presenta un coefficiente di temperatura ben determinato, anomalie si hanno solo nei cosidetti semiconduttori e in generale nei conduttori variabili (alogeni, selenio, tellurio, ecc.), nulla di più semplice quindi di utilizzare le variazioni di resistenza di un conduttore percorso da corrente per azionare il dispositivo di controllo. In fig. 3 è riportato lo schema di un termostato a resistenza capace di mantenere costante entro il rapporto di ±0,005 °C la temperatura ad es. di un bagno per ricerche biologiche. I valori dei componenti sono indicati per comodità direttamente sullo schema, che è di una tale semplicità che non richiede alcuna delucidazione. La resistenza da 200 ohm indicata « pirometro » è l'elemento pirometrico vero e proprio che va messo nell'ambiente da controllare assieme al riscaldatore. Una delle 4 resistenze del ponte in ingresso è variabile per poter variare la temperatura che si vuol mantenere che per poter compensare eventuali variazioni indirette e per l'azzeramento. In *a* e *b* viene applicata una corrente alternata di 125 V stabilizzata a mezzo di una lampada al neon che si può omettere in quei casi in cui non è richiesta una grande precisione. Gli altri componenti non fanno che prelevare il segnale alternato che si presenta agli estremi del ponte ogni qualvolta per variazioni di temperatura sull'elemento pirometrico esso si squilibria; questo segnale amplificato dalle valvole EF6 ed EL3 aziona il tubo finale FG57 o simili del tipo thyratron che si sceglierà in base alle caratteristiche dell'elemento termico. Il tutto è alimentato da una comune rete di distribuzione.

b) *Termostati a induttanza e capacità.*

Sono di uso molto particolare e di non grande diffusione; in linea di massima si basano sul principio di utilizzare come elemento pirometrico una induttanza o capacità e in funzione delle loro variazioni di *L* e *C* al variare della temperatura azionare il dispositivo di controllo, che in questi casi permette regolazioni dell'ordine del decimillesimo di grado. Il vantaggio principale rispetto al tipo a resistenza risiede nella possibilità di impiegare quarzi piezoelettrici per la generazione della frequenza campione.

c) *Termostati a cellula fotoelettrica.*

Hanno ottenuto grande diffusione soprattutto per il fatto di fornire una grande latitudine d'impiego specie per alte ed altissime temperature unita a una soddisfacente prontezza e sensibilità.

Si annoverano un grande numero di tipi assai dissimili tra loro a seconda delle prestazioni richieste. Il tipo più semplice è rappresentato in fig. 4 dove la radiazione di una massa incandescente posta in un forno, attraverso una spia illumina una cellula fotoelettrica che a sua volta attraverso gli stadi di amplificazione aziona un relé che inserisce o disinserisce sia la corrente elettrica (se il forno è elettrico) come pure automatismi che regolano la combustione (se il forno è di altro tipo).

La semplicità di realizzazione è notevole e non esistono particolari critici; unici elementi speciali sono gli organi che devono regolare la temperatura del forno (relé, valvole, ecc.).

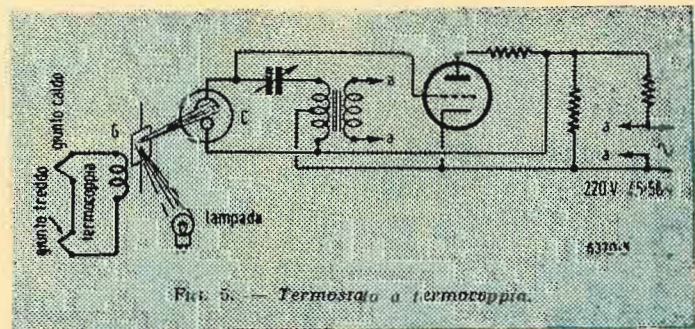
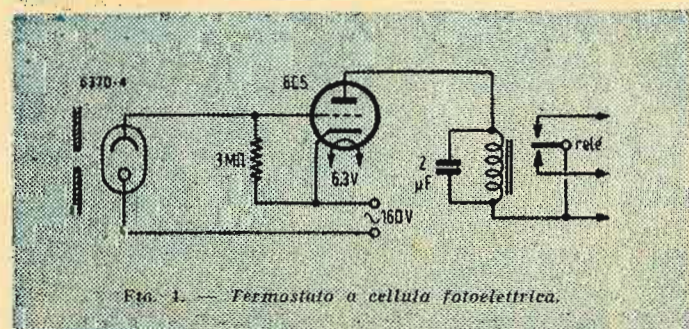
I termostati a fotocellula si prestano bene per temperature superiori ai 600 °C. La cellula è bene sia collocata a una distanza non inferiore ai 75 cm dal forno, se questi è di medie dimensioni e a distanze maggiori se il calore è notevole; eventualmente si può procedere alla focalizzazone di una particolare area della sostanza incandescente. Sono possibili disfunzioni di controllo qualora siano presenti scorie fotevoli nella materia incandescente o gas e fumo che vengono ad interporsi sul cammino del raggio lumino o che colpisce la cellula. In questi casi, specie se la temperatura e la disposizione del forno lo consente è forse preferibile ricorrere ai termostati a termocoppia.

d) *Termostati a termocoppia.*

Sono basati sul noto effetto termoelettrico, ma hanno ottenuto una notevole diffusione per lo più nella forma mista: termocop-

(segue a pagina 3)

Fig. 4. — *Termostato a cellula fotoelettrica.*

Fig. 5. — *Termostato a termocoppia.*

F.M.N.B.

di GERARDO GERARDI (i1PF)

Dopo lungo QRT, « Piccola Fata » (plagio la YL bresciana che aveva rubato il mio CALL) ritorna in aria sulle gamme dei 20 e 10 metri con FMNB: Frequency Modulation Narrow-Band che in italiano significa: modulazione di frequenza a banda stretta.

Riservandomi di descrivervi il mio TX in seguito, vi dirò oggi del VFO modulato di frequenza da me realizzato, nella speranza di farvi cosa gradita.

Sappiamo come il modulatore incida nelle nostre costruzioni di circa i due terzi del costo di un TX e come, molto spesso, ci troviamo nelle difficoltà di apportare delle variazioni al nostro PA essendo esso strettamente vincolato al modulatore: potenza, impedenza, ecc. Ora dai colleghi W ci è pervenuta una soluzione, e, preso lo spunto da alcune realizzazioni americane ho messo insieme il VFO che vi descrivo e che provato va molto bene.

Non mi dilungo nella descrizione in quanto ritengo che essa non abbia bisogno di lunghi commenti e lo schema dirà per me; ma proprio per gli « Junior » dirò brevemente.

Per *modulazione di frequenza* si intende far variare la frequenza fondamentale di lavoro di un TX con delle deviazioni in relazione alle variazioni delle correnti acustiche generate dal microfono. In ricezione un particolare circuito rivelatore, detto *discriminatore*, muta queste variazioni di frequenza in variazioni di tensione ricostruendo la corrente alternata di bassa frequenza che al trasmettitore aveva provocato le deviazioni di frequenza. Naturalmente se fosse solo tutto qui le cose sarebbero assai semplici; occorrono volumi per potere dire sulla modulazione di frequenza. Nel ricevitore ha pure parte importante il *limitatore* che serve ad impedire che qualunque traccia di modulazione di ampiezza, dovuta a

(segue a fianco)

ELENCO DEL MATERIALE E DATI

Condensatori: C1 = 100 pF, variabile aria; C2 = compensatore aria, 70 pF; C3 = 200 pF, zero coefficiente temperatura; C4 = 100 pF, zero coefficiente temperatura; C5, C10, C13, C15 = 100 pF, mica; C8, C9, C11, C12, C14, C7 C19 = 10.000 pF, carta; C6 = 50 pF, zero coefficiente temperatura; C16, C20 = 25 mF, elettrolitici; C17 = 0,1 mF, carta; C18, C21 = 8 mF, 500 VL.

Resistenze: R1 = 50 Kohm, 1 W; R2 = 0,1 Mohm, 1 W; R3 = 200 ohm. 1 W; R4 = 10 Mohm, ⅛ W; R5 = Kohm, 1 W; R6 = 2 Mohm, 1 W; R7 = 0,5 Mohm, 1 W; R 8 = 20 Kohm, 1 W; R 9 = 0,5 Mohm, potenziometro; R10 = 5 Kohm, 1 W; R11 = 0,25 Mohm, 1 W.

Valvole: V1 = 6SK7; V2 = 6F6; V3 = 6SJ7; V4 = 6J5.

Bobine: L1 = 3,5 MHz, 17 spire, filo 0,8, diametro 25,4 mm., lunghezza dell'avvolgimento 29 mm., presa per il catodo 5 spira lato massa; L2 = 7 MHz, supporto con nucleo ferromagnetico diametro 12 mm., 34 spire affiancate, filo 0,3 c.c.; Z1 = induttanza AF, 2,5 mH.

Inserendo nei punti segnati con croce il modulatore a un qualsiasi ECO esistente può essere eliminato il VFO. **L'uscita su 7 MHz del presente circuito va duplicata su 14 e 28 MHz.**

disturbi atmosferici, industriali, ecc., arrivi al discriminatore e di lì alla B.F. da che abbiamo la ricezione senza disturbi.

Il canale di un ricevitore per FM è generalmente di 150 kHz, cioè gli stadi di media frequenza sono tali da presentare una selettività che quando l'onda in arrivo abbia subito una deviazione di 75 kHz il segnale all'uscita dell'amplificatore di media frequenza è rimasto costante; ciò permette di potere affidare una estesa gamma di frequenze acustiche.

Dopo questa introduzione passiamo al caso nostro: modulazione di frequenza a banda stretta; cioè perfettamente come detto sopra con la differenza che interessando a noi modulare solo con la parola ci basta un ristretto canale: 4 kHz max. Noi sappiamo che il canale di media frequenza di un ricevitore normale, cioè per modulazione di ampiezza, ha un massimo di 9 kHz, cioè 4,5 kHz per banda. Ora se ci sintonizziamo su di una stazione che lavori in FMNB e ci disintonizziamo da questa fino a portarci su di una banda potremo udire chiaramente la sua trasmissione; cosa è avvenuto?

Essendo le deviazioni di frequenza del TX comprese nei 4,5 kHz max ossia metà del canale nel nostro ricevitore, le deviazioni di frequenza verranno amplificate dal ricevitore più o meno a seconda che l'onda in arrivo sia più o meno prossima alla sintonia esatta; tutto ciò avrà provocato nel rivelatore delle variazioni di tensione.

Spero essere stato chiaro e son sicuro che con un po' di pratica riuscirete bene. Ove durante il QSO ci accorgessimo di sentire mozzate le note più alte della parola, e manovrando la sintonia non riuscissimo a sentire bene, non abbiamo che da pregare il nostro corrispondente di diminuire un po' il volume; cioè: si riduce in pratica il suo canale di modulazione adeguandolo al nostro ricevitore.

In figura 1 vi dò lo schema completo di tubi del VFO. La 6J5 modula di frequenza la 6SK7; risultando la 6J5 in parallelo al catodo della 6SK7 in ECO, la 6J5 si comporterà, durante la modulazione, come una resistenza variabile, in quanto varierà la sua resistenza interna e di conseguenza farà variare la frequenza dell'ECO.

TERMOSTATI ELETTRONICI

(segue da pagina 2)

pia-cellula fotoelettrica. Infatti una termocoppia genera una corrente di valore notevole, ma sotto una differenza di potenziale estremamente bassa e inoltre a corrente continua, ciò che ne rendeva problematica la possibilità di amplificarla con tubi elettronici.

In fig. 5 è citato a titolo d'esempio una forma molto diffusa di termostato a termocoppia-cellula fotoelettrica da cui è visibile come è stata superata la difficoltà. La corrente generata dalla termocoppia che è posta nel forno (questi tipi infatti servono meglio per temperature elevate) è grosso modo proporzionale alla temperatura, o meglio alla differenza di temperatura tra giuntura calda e quella fredda (quest'ultima posta nel ghiaccio), la corrente che ha luogo aziona il galvanometro *G* che devia un raggio luminoso che va ad illuminare più o meno la cellula fotoelettrica *C*. Attraverso il tubo 76 o similari viene quindi azionato il relé *R* che controlla gli automatismi del forno.

Questo dispositivo come indicato nello schema è stato impiegato per controllare la temperatura di un forno a 880 °C ed è stato possibile ottenere una costanza di temperatura di ±0,2 °C.

Conclusione

Da quanto sommariamente accennato si può concludere quanto segue:

- I termostati di tipo elettronico presentano indubbie caratteristiche di elevata qualità, non sempre ottenibili con altri tipi;
- La realizzazione è solo apparentemente complessa, non richiede materiali e acquisizioni sperimentali speciali;
- Strutturalmente il termostato elettronico è composto di un numero di organi generalmente superiore a quello di altri tipi per cui se di sicuro risultato non sempre è economicamente conveniente;
- La presenza di tubi elettronici lo rende alquanto delicato se soggetto a forti urti e vibrazioni è pertanto preferibile limitarlo alle sole applicazioni statiche;
- Nel campo delle alte temperature e delle alte precisioni tuttavia non ha equivalenti e pertanto in impianti fissi che rientrano nei suesposti due campi sarà in genere preferito. ●

sulle onde della radio

APPELLO DI UMANA SOLIDARIETA'

Dal fondo della poltrona in cui è immobilizzato, il tenente E. B. grande invalido di guerra, in attesa da ben sei anni dell'assegnazione della pensione alla quale ha sacrosanto diritto, ci scrive una lunga lettera che ci ha vivamente commosso. Non la pubblichiamo per un riguardo al valoroso combattente che, avendo dato tutto alla Patria, è costretto a chiedere comprensione ed aiuto ad altri. E' ingegnere elettrotecnico; ma la sua infermità lo condanna all'inerzia in una casa di cura. « Solo le mani e la testa ancora funzionano; ma è peggio », egli dice. E, per ingannare il tempo, lavorucchia di radio; fa anche qualche piccola riparazione per conto di persone abitanti nel paese dove si trova la sua casa di cura. Ciò gli consente di raggranellare qualche soldo per le sigarette.

Egli ci prega di rivolgere un vivo appello di umana solidarietà ai lettori de « l'Antenna » e specialmente alle nostre Ditte inserzioniste « per trovare il modo di raccogliere qualche materiale per cui mi possa costruire una piccola radio (non di una trasmittente che sarebbe un sogno) e se qualcuno avesse uno strumento di misura di tensioni e resistenze, anche vecchio ».

Noi sappiamo che l'appello del tenente E. B. non se lo porterà il vento: troverà molti cuori amici che in gara fraterna vorranno mostrare al giovane ingegnere, invalido per sempre all'esercizio pieno e remunerativo della propria professione, che il suo caso li ha profondamente toccati. Le parti staccate, gli strumenti di misura o quanto altro, Ditte inserzioniste e lettori de « l'Antenna », vorranno offrire in dono all'interessato, può essere mandato alla Direzione de « l'Antenna » che ne curerà l'immediato inoltro al tenente E. B.

Delle Ditte e delle persone che raccogliendo con pronta generosità l'appello del Grande Invalido ci faranno invio di qualche materiale, sarà fatta menzione sulla nostra rivista.

CHIACCHIERATA A TEMPO PERSO

L'anno testè conclusosi, ha visto indubbiamente molte novità in campo editoriale. Per rimanere nel campo più ristretto delle pubblicazioni tecniche periodiche, durante il 1949 abbiamo infatti assistito a un fenomeno significativo. Molti periodici tecnici mondiali hanno, nel corso dell'anno testè conclusosi, modificato o addirittura cambiato la propria intestazione. L'esempio più rimarchevole, è stato senza dubbio quello offerto dalla rivista americana *Radio Craft* che ha mutato il proprio titolo in quello, certo meno caratteristico, ma più consono ai tempi, di *Radio-Electronics*. Anche l'americana *Radio News* ha modificato la propria intestazione in *Radio & Television News* e l'inglese *Practical Wireless* in *Practical Wireless and Practical Television*. In Italia, per non andare troppo lontano, la consorella *Elettronica* ha pure modificato la propria intestazione aggiungendo il sottotitolo *& Televisione*. Gli esempi che ancora si potrebbero portare sono numerosi, ma ce ne dispensiamo, nel timore di tediare il lettore.

« *1949 is TV year* » era lo slogan del mondo tecnico americano per lo scorso anno. E tutti ricordiamo la caratteristica insegna circolare, regolarmente ripetuta sulla copertina delle principali riviste tecniche americane, durante tutto l'anno, graziosa nella sua semplicità e nella sua efficacia. « *E' l'anno della televisione* », ma sotto, a grattare un pochino, ci si trova la zampa dell'industria e lo slogan diviene una nuda insegna pubblicitaria.

Esaminiamo la questione da un altro punto di vista. Secondo il nostro modesto parere i termini *Radio* ed *Elettronica* hanno ormai acquistato un significato così generale da non aver bisogno assolutamente di ulteriori specificazioni. Il vocabolo *Radio* è entrato nel dominio pubblico come sinonimo di « *comunicazione per via hertziana* ». Sono ormai di uso comune espressioni del tipo di « *messaggio via radio* », e simili. Tempo fa nacque una discussione sulle colonne di numerosi periodici, e cioè se chiamare la diffusione e ricezione di immagini mobili per via hertziana, *Televisione* o *Radiovisione*. Etimologicamente si convenne di accettare la seconda definizione per quando si riconoscesse che la prima era molto radicata nell'uso comune. *Radiovisione* e *Radioaudizione*: ecco due termini entrambi compresi nella voce più generale *Radio* che senz'altro possiamo accettare ad indicare una « *comunicazione per via hertziana* » sia di suoni, sia di immagini.

Elettronica (e sottinteso il sostantivo *tecnica* o simile) sta ormai a indicare una disciplina a sè stante, tra le molte dello scibile umano. Per la sua stessa definizione, che non stiamo a riportare perchè ci condurrebbe troppo lontano, l'*Elettronica* abbraccia un campo vastissimo che comprende senz'altro quello più limitato della trasmissione e ricezione di suoni e di immagini per via hertziana.

Nei cambiamenti di forma delle testate delle riviste tecniche citate, e di altre non citate per amore di brevità, non vediamo, per concludere, una giustificazione logica. Manca quindi anche il desiderio di raggiungere, ammesso fosse necessario, una maggiore precisione di linguaggio. Rimane il fenomeno in se stesso, il fatto nudo e crudo, l'episodio che, all'inizio di questa chiacchierata, abbiamo definito significativo. Esso ci dice in sostanza che tutto il mondo è paese. Ci dice che in ogni dove si sente la periodica necessità di agitare i famosi specchietti, destinati ad ingannare le non meno famose allodole. E di allodole, da un pezzo a questa parte, pare proprio che il mondo sia pieno. E notate bene, *Radio News* pubblicava ottimi articoli divulgativi di televisione molto tempo prima di modificare il proprio nome. *Elettronica*, fedele alla propria divisa, trattava anche di televisione sin dalle sue origini.

La domanda che nel nostro intimo ci siamo posti scrivendo questa nota è rimasta praticamente senza risposta. E la risposta può anche rimanere nella penna giacchè non abbiamo sollevato la questione per amor di polemica. Ci sembra che non ne valga proprio la pena. La chiacchierata è il frutto di una semplice osservazione che abbiamo fatto dopo aver riordinato le ultime pubblicazioni ricevute. Ciascuno può quindi trarre la morale che meglio crede. Noi, per nostro uso e consumo, ne abbiamo adattata una, vecchia quanto Matusalemme.

NOTIZIE VARIE

Apprendiamo che a partire dal primo gennaio 1950 la rivista svizzera *PTT Technische Mitteilungen* verrà pubblicata mensilmente anzichè ogni due mesi. Il prezzo di abbonamento è stato portato da 5,50 a 12 Fr. Il *Bollettino Tecnico PTT*, che è giunto al suo XXVIII anno di vita, è pubblicato dall'Amministrazione delle Poste, dei Telegrafi e dei Telefoni svizzeri. Ogni fascicolo contiene articoli tecnici e memorie originali su problemi inerenti i seguenti argomenti: Cavi, Linee, Telefonia, Telegrafia, Radio, Televisione, Elettroacustica in genere; in più un notiziario della Amministrazione. Le memorie sono pubblicate nella lingua originale: tedesco o francese, raramente in italiano.

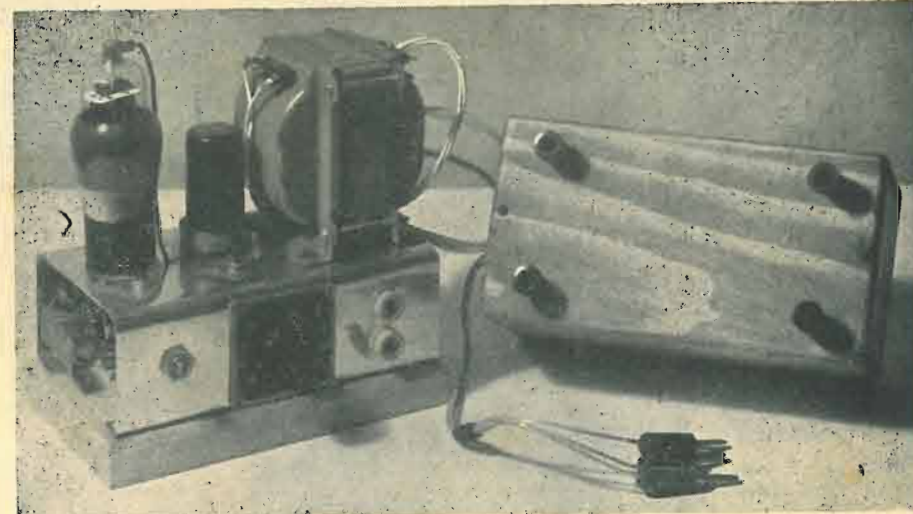
•

Organizzato dalla Société des Radioélectriciens si è tenuto a Parigi dal 16 al 22 gennaio alla Maison de la Chemie, un Congresso, durante il quale sono state presentate numerose relazioni concernenti il progresso dell'industria francese nel campo della elettronica.

•

A titolo di curiosità riportiamo una notizia apparsa su *La Television Française* sotto forma di lettera ricevuta dal Ministero degli Affari Esteri di Francia. Oggetto: ricezione di una emissione della Televisione Francese a Città del Capo (Sud Africa).

« Il nostro Console della Città del Capo c'informa che un ricevitore televisivo installato in quella Città ha ricevuto il 17 ottobre scorso, verso mezzogiorno, ora locale, l'indicativo della stazione della Torre Eiffel. Per cinque minuti, il proprietario dell'apparecchio, noto radioamatore, avrebbe visto nettamente sullo schermo l'autore della emissione ed avrebbe chiaramente inteso le parole francesi della canzone ».

GENERATORE DI ONDA PURA

di i1VHF

Premessa ed introduzione sui generatori

Nel numero 11, 1949 (pag. 498 e seg.) de « *l'antenna* » è comparso un articolo che descrive la pratica realizzazione di un millivoltmetro e delle sue applicazioni più utili. In questo numero spero di dimostrare che anche la costruzione di un generatore per bassa frequenza è tutt'altro che difficile.

A grosso modo vi sono tre tipi di generatori su cui si può dirigere l'attenzione del radiante che vuol divenire padrone della banda acustica: il generatore ad *L-C*, a battimenti e il generatore a *R-C*.

Dell'oscillatore ad *L-C* non è qui neanche il caso di parlare.

Le basse frequenze 20÷10.000 Hz imporrebbero dei valori proibitivi d'induttanza che a meno di non usare particolari accorgimenti, risulterebbero di valore tutt'altro che stabile.

Il generatore a battimenti invece, ha tenuto per lungo tempo, come si dice la piazza e permette di raggiungere buoni risultati: buona stabilità di frequenza, buona forma d'onda e scale di lettura allargate a piacere e quasi lineari. E' possibile, ad esempio, con tale tipo di generatore coprire con salti di 10 in 10 kHz la banda che va da i 50 ai 100.000 Hz. Vi è però anche il rovescio della medaglia; la stabilità di frequenza è anche il risultato di una costruzione meccanica molto accurata e di una notevole stabilizzazione delle tensioni di alimentazione. Per di più, a meno di particolari accorgimenti, non si può evitare al disotto dei 50 Hz un certo trascinamento tra le due frequenze degli oscillatori e questo genera inevitabilmente una forma d'onda notevolmente distorta.

Se l'oscillatore poi genera delle frequenze nel campo degli ultrasuoni, le spurie che escono con la frequenza desiderata, possono dare molto fastidio. Ad esempio possono falsare le misure di frequenza mediante un ondametro ad eterodina e generare confusione nella misura dell'attenuazione di filtri. Per tutte queste ragioni i tecnici hanno sempre più motivo di usare il comodo e pratico oscillatore ad *R-C*. Il suo nome dipende dal fatto che il complesso che determina la frequenza di risonanza è composto di resistenze e capacità. Elementi questi molto più a portata di mano del radiante che non le costose ed ingombranti induttanze.

Negli oscillatori *L-C* poi, la frequenza è proporzionale a $1/\sqrt{LC}$ mentre negli *R-C* essa risulta generalmente proporzionale solo a $1/RC$; è possibile così realizzare con questi ultimi una scala più espansa ed abbastanza simile come andamento a quella logaritmica ed in più un rapporto 1/10 tra la frequenza inizio ed il fondo scala.

La stabilità di frequenza d'altra parte, dipende negli *R-C* unicamente dal circuito di sintonia composto di elementi come resistenze e condensatori; elementi notoriamente molto più stabili, se di buona costruzione, delle induttanze. In sostanza il circuito *R-C*, come avremo occasione di vedere più avanti, si comporta come un normale circuito risonante parallelo con la differenza che il fattore di merito di un condensatore è notoriamente circa decuplo di quello di un'induttanza.

Fig. 1. — *Schema di un oscillatore a rotazione di fase.*

Discussione dei circuiti R-C

Per capire come avvenga la sintonia negli *R-C* segnamo lo schema elettricamente più semplice rappresentato fig. 1. Il tubo V_1 oltre che come amplificatore normale in classe A si comporta come uno sfasatore di 180° tra la tensione in griglia ed in placca. La rete di condensatori che segue ha d'altra parte il compito di fornire altri 180° di sfasamento che saranno esattamente tali solo per una particolare frequenza come è ovvio: la frequenza di risonanza. Si verifica così infatti, il ritorno in fase ed ampiezza sufficiente a mantenere l'oscillazione. Le altre frequenze restano in anticipo od in ritardo sulla fondamentale e vengono quindi controreazionate. Questo semplice oscillatore presenta un solo inconveniente: la complicazione del circuito di sfasamento; è quindi più adatto alla generazione di frequenze fisse. Per le sue caratteristiche questo circuito è detto: « a rotazione di fase ».

Un altro tipo più comune di oscillatore *R-C* impiega invece due tubi ed un particolare quadripolo di sintonia come indica la fig. 2. Il circuito è meno intuitivo. V_1 e V_2 ruotano la fase complessivamente di 360°. Il quadripolo, apparato a 4 morsetti che collega la placca di V_2 alla griglia di V_1, si comporta come un normale circuito di sintonia parallelo *L-C* con in serie una resistenza. La fig. 3 mostra grosso modo l'andamento delle curve di resa e la loro evidente analogia. Sia il circuito ad *L-C*, che quello ad *R-C*, si comportano come due partitori che sono puramente resistivi unicamente alla frequenza di risonanza per la quale forniscono una tensione di uscita maggiore che non per qualsiasi altra frequenza. A chiarire definitivamente le idee basteranno poche considerazioni analitiche. Con le notazioni introdotte nella fig. 2 scriviamo l'espressione del rapporto tra le impedenze dei due rami serie e parallelo. Poniamo inoltre *R* e *C* eguali tra di loro nei due rami, e:

$$k = \mathbf{Z}_s / \mathbf{Z}_p$$

Sostituendo, in luogo di $\mathbf{Z}_s$ e di $\mathbf{Z}_p$, i rispettivi valori, calcolati in funzione di *R* e di *C*, si può scrivere:

$$k = \left[R^2 + \frac{1}{(\omega C)^2} \right]^{1/2} \Big/ \left[\frac{1}{\frac{1}{R^2} + (\omega C)^2} \right]^{1/2}.$$

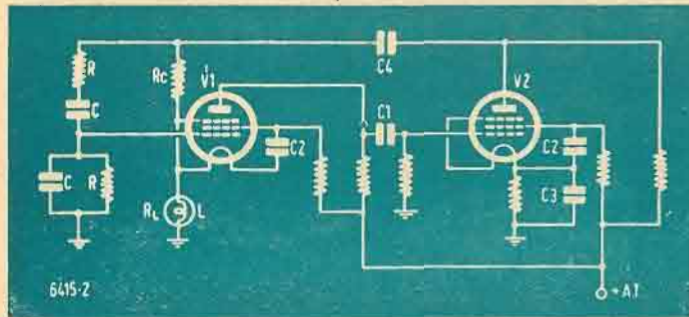



FIG. 2. — *Schema di un oscillatore R-C a due tubi utilizzante un particolare quadripolo di sintonia.*

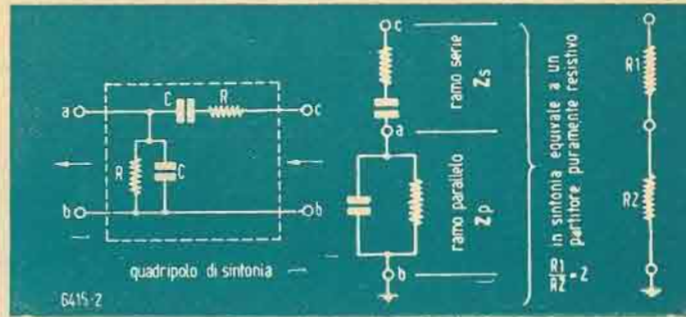



FIG. 2. — *Quadripolo di sintonia di cui alla figura precedente. Alla sintonia equivale a un partitore puramente resistivo.*

ed eseguendo l'operazione indicata:

$$k = \left\{ \left[R^2 + \frac{1}{(\omega C)^2} \right] \left[\frac{1}{R^2} + (\omega C)^2 \right] \right\}^{1/2},$$

da cui risulta:

$$k = [(R^4 \omega^4 C^4 + 2R^2 \omega^2 C^2 + 1)/R^2 \omega^2 C^2]^{1/2} =$$
$$= [(R^2 \omega^2 C^2 + 1)^2/R^2 \omega^2 C^2]^{1/2} ,$$

ed infine

$$R^2 \omega^2 C^2 - kR\omega C + 1 = 0 .$$

Risolvendo quest'ultima equazione di secondo grado, rispetto ad R, si ottiene:

$$R = \frac{k \omega C \mp \sqrt{k^2 \omega^2 C^2 - 4 \omega^2 C^2}}{2 \omega^2 C^2}$$

In questa espressione risulta $\Delta = 0$ (unica radice reale) per $k = 2$. Assegnando a k tale valore si ricava:

$$R = 2\omega C/2\omega^2 C^2 = 1/\omega C ,$$

cioè $F_0 = 1/2 \pi RC$ c.d.d.

Da quanto sopra risulta che solo per la F_0 di sintonia il partitore è resistivo (radice reale) e che la tensione tra a e b come è indicato in fig. 3 sarà lo 0,33 di quella tra c e b. Vediamo ora i limiti di applicazione di questo circuito. Nel campo delle basse frequenze ci possiamo spingere, con qualche artificio nell'amplificatore, ai 10 Hz. Il limite superiore può arrivare a 0,5 MHz.

L'amplificatore di cui si fa uso nello schema di fig. 2 è consigliato dal Terman nel suo manuale appunto perchè consente di toccare questi limiti. Infatti la controreazione molto spinta che si può ottenere con questo circuito, data la scarsa amplificazione richiesta, permette di ridurre la distorsione di un numero di volte pari al fattore $A\beta$ di controreazione (ove A è l'amplificazione dei due stadi senza controreazione e β è uguale al rapporto tra R_L e R_C).

Un esempio chiarirà la cosa.

Posto 50 l'amplificazione di ciascun stadio e $\beta = 0.1$ l'amplificazione con controreazione A' sarà:

$$A' = A/(1+A\beta) = 2500/251 \simeq 10$$

più che sufficiente per l'innesco.

La distorsione totale Δ sarà ridotta nello stesso rapporto

$$\Delta' = \Delta/(1+A\beta)$$

dato che si tratta di controreazione di tensione l'impedenza di uscita Z_u sarà pure ridotta nello stesso rapporto. Per $Z_u = 25.000$ ohm si avrà:

$$Z_u/(1+A\beta) \simeq 100 \text{ ohm} .$$

Vengono così applicati circa 50 dB di controreazione che garantiscono la linearità di risposta entro i limiti già detti.

Con questo tipo di oscillatore la distorsione con particolare accuratezza di costruzione può risultare dell'ordine dell'1‰.

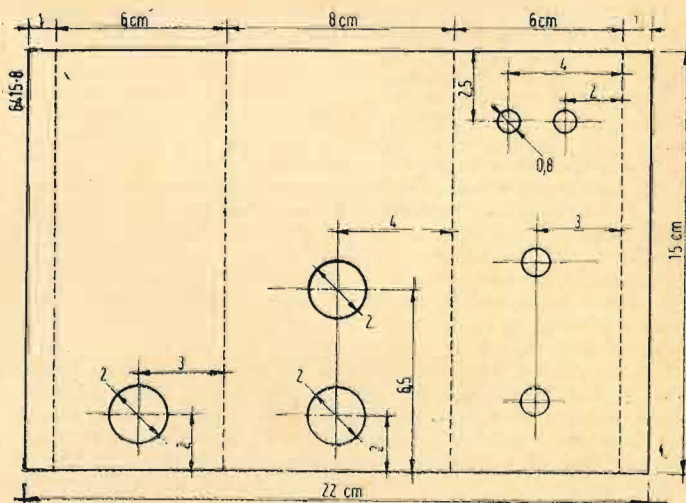
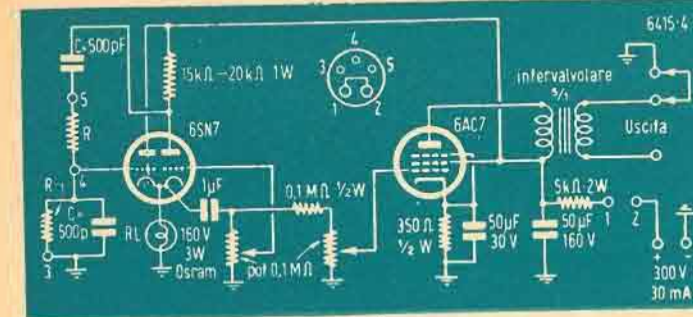



FIG. 8. — *Tracciato, con quote, dello chassis.*

R_L è una lampadina ad incandescenza 160 V, 3 W (Osram) la cui resistenza è anomala, non segue cioè la legge di Ohm dato che la resistenza aumenta sensibilmente con l'aumentare della corrente.

Posta sul catodo di V_1 tende a stabilizzare l'innesco. Ogni aumento o diminuzione della corrente di V_1 farà aumentare o diminuire il negativo base applicato in griglia. Tale variazione tenderà ad opporsi alla causa che l'ha generato. La conduttanza mutua G_m viene quindi così ad essere stabilizzata e con essa l'amplificazione e l'innesco dell'oscillatore. Perchè bisogna stabilizzare il punto d'innesco?

L'oscillazione tende per la sua natura a limitarsi in ampiezza a spese della curvatura della caratteristica delle valvole impiegate. Ne risulta una curva piuttosto distorta che possiamo correggere sia con una forte controreazione, sia regolando una volta per sempre l'innesco al suo inizio e stabilizzandolo in modo che non produca distorsioni.

Vale la pena di vedere se conviene fare uso per variare la frequenza di un doppio condensatore variabile o di una doppia resistenza. Nel caso del doppio condensatore variabile si è facilitati dal fatto che non è difficile trovare un buon tandem 2 per 1000 pF tra i ferri vecchi. Il variabile accoppiato a resistenze antinduttive permette di raggiungere frequenze più elevate. Ma la impedenza del complesso varia così notevolmente nel passaggio da una banda all'altra e può pregiudicare la stabilità dell'innesco.

Con il doppio potenziometro, che deve essere costruito con grande precisione e con resistenze metalliche di elevata stabilità (requisiti che li rendono inaccessibili al radiante), questo inconveniente viene eliminato e si guadagna in stabilità perchè il complesso diviene così quasi insensibile alle vibrazioni.

Il fatto che la resistenza del potenziometro a filo presenta una certa induttanza per le frequenze più elevate, limita la massima frequenza generata ai 100.000 Hz.

Non sempre al radiante interessa però la frequenza variabile con continuità e si può in tal caso ridurre di molto la complessità del circuito variando la frequenza per punti.

Realizzazione pratica del generatore

Lo schema di fig. 4 indica un semplicissimo circuito che tiene conto di questo fatto. Facendo uso di due condensatori da 500 pF per C e di una serie di resistenze tarate all'1% e montate su zoccoli di valvole americane a 5 contatti, è stato possibile coprire con 12 frequenze la gamma 30-15.000 Hz nei seguenti punti: 30 - 80 - 150 - 400 - 800 - 1000 - 5000 - 8000 - 10.000 - 12.0000 - 14.000 - 15.000 Hz.

Le resistenze tarate sono un poco costose ma ci si può contentare di frequenze non eccessivamente stabili (1‰ e di accostarsi soltanto alle frequenze volute facendo uso di coppie di resistenze chimiche di valore corrente e sufficientemente coincidenti (±3%).

Il ponticello nel piedino toglie l'anodica durante la comunicazione. Ai capi di RL si ottengono circa 2 V. La 6AC7 provvede a portare la tensione a 40 V su circa 10.000 ohm di circuito aperto simmetrico.

Un ponticello posto nel retro dello chassis può collegare un capo dell'uscita a massa. Il rapporto in discesa del trasformatore di uscita provvede a che non si generi distorsione nel caso che venga collegata una bassa resistenza all'uscita. Non converrà scendere sotto i 600 ohm ottenendo così un massimo di circa 10 V.

Accontentandosi di tensione circa la metà di quelle su accennate si può eliminare il condensatore catodico della 6AC7 semplificando così il circuito e migliorandolo per le basse frequenze. I due potenziometro collegati al catodo della 6AC7 servono per il comando di amplificazione e per la regolazione dell'innesco. Regolando con un cacciavite il potenziometro relativo ad asse mozzo ed intagliato si porterà l'ampiezza dell'oscillazione al minimo compatibile con la stabilità. Questa è una delle messe a punto; l'altra riguarderà la taratura delle frequenze che potrà venire controllata a mezzo di un ponte di Wien di cui diamo lo schema in fig. 5.

Il suo funzionamento risulta evidente da quanto prima detto circa l'oscillatore di fig. 2. I condensatori $C1$ e $C2$ realizzano il rapporto 1 a 2 per tutte le frequenze misurate. Il punto di zero verrà indicato o da una cuffia o da un millivoltmetro.

La tensione di uscita dell'oscillatore in questoine resterà stabile entro il 10% nella gamma di frequenze su accennata. Esso si presta molto bene per la misura d'induttanza secondo lo schema riportato nel numero 11, 1949 (pag. 504) de « *l'antenna* ». I 40 V generati permetteranno l'uso di un comune tester. Riuscirà pure facile il controllo della linearità e sensibilità di ogni amplificatore a bassa frequenza. La distorsione dell'onda generata dipende in gran parte dalla seconda valvola 6AC7 che, appunto in quanto deve fornire una tensione elevata, non è stata controreazionata.

Essa varia con la tensione di uscita da un minimo dell'1% ad un massimo del 5-6%.

FIG. 1. — *Schema elettrico del generatore a R-C di BF a variazione di frequenza per punti.*

L'oscillatore come generatore di onda pura

E' possibile ridurre la percentuale di distorsione dell'oscillatore a mezzo di un filtro che ridurrà fortemente la seconda armonica e le superiori di una frequenza che per varie ragioni di compromesso è stata scelta di 1000 Hz.

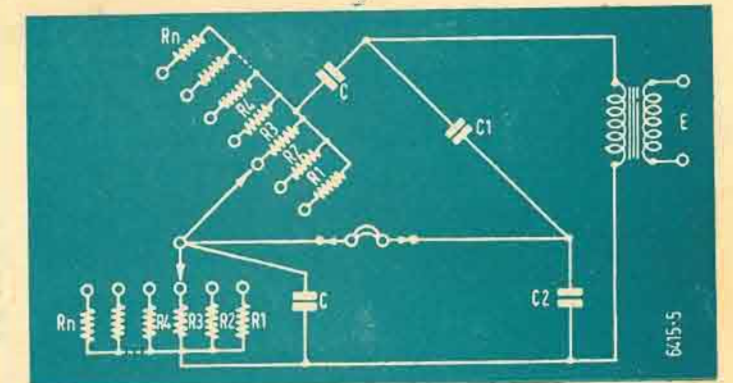
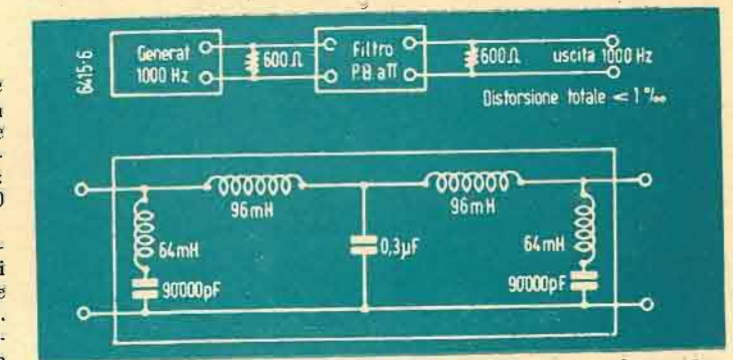
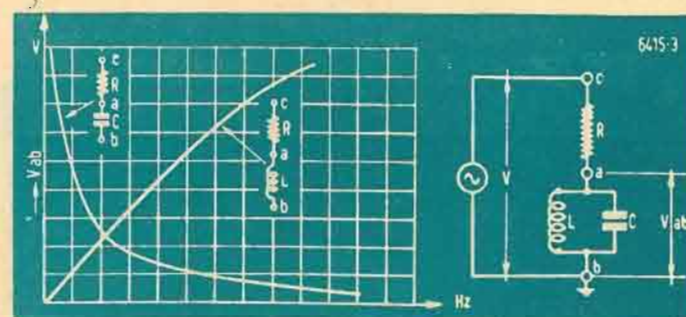
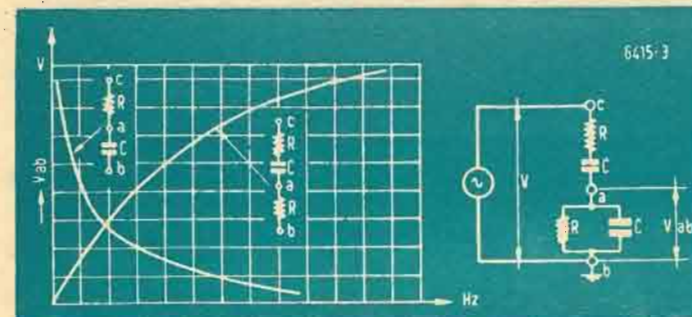
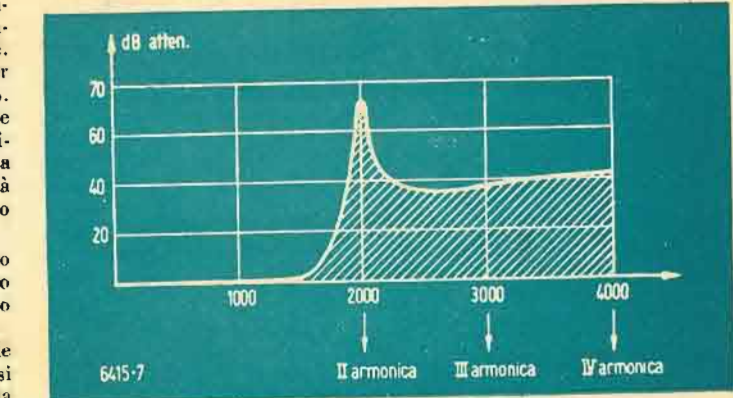



FIG. 5. — *Schema del ponte di Wien per la taratura delle frequenze. Si tenga presente che tra le varie capacità sussistono le seguenti relazioni:* $C2 = 2C1$, *inoltre* $C2$ *è dello stesso ordine di grandezza di* C. *La frequenza* f_0 *da misurare e per la quale si ha il punto di zero è data da* $f_0 = 1/(6,28\ RC)$.

Sopra: FIG. 6. — *Schema di inserzione del filtro P.B. a « pi greco » e suoi valori. Impedenza caratteristica, 600 ohm; frequenza frontiera, 1.600 Hz; frequenza di taglio circa 2.000 Hz;* $m = 0,6$.

Sotto: FIG. 7. — *Caratteristica frequenza-attenuazione del filtro P.B. a « pi greco ».*

Tale filtro la cui inserzione è indicata in fig. 6 permette di ottenere una forma d'onda perfetta con un coefficiente di distorsione totale inferiore all'1‰. Questa bassa percentuale è molto utile per la misura della distorsione di un amplificatore.

Un mio prossimo articolo tratterà di questo argomento.

Le bobine del filtro possono essere realizzate su nuclei di ferro al silicio, permalloy o ferro disperso. Le più convenienti sono quelle realizzate con nucleo toroidale di ferro disperso ($\mu = 80 \div 30$). Non è difficile trovarne tra i rottami di materiale bellico. Con queste appunto è stato realizzato il filtro a II.

Dato lo scarsissimo flusso disperso proprio nella forma toroidale è stato possibile disporre le une vicine alle altre le bobine annegate nella paraffina in una scatoletta di legno lucido.

Bobine e condensatori sono stati tarati a mezzo di un oscillatore di bassa frequenza con l'aiuto di un voltmetro a valvola facendo risuonare le bobine con capacità note e tarando queste ultime a mezzo di un ponte.

Dato che per gli scopi che si propone questo filtro non ha grande importanza la curvatura della caratteristica frequenza-attenuazione, vedi fig. 7, ci si può accontentare di una taratura al $\pm 5\%$.

La fig. 8 indica il semplicissimo tracciato dello chassis che non ha bisogno di ulteriori spiegazioni. Le dimensioni esterne della cassettina sono le seguenti: $16 \times 9 \times 9$ cm, lo spessore interno è di 8 mm. Quattro morsetti fissati al coperchio portano i terminali.

Ho cercato con linguaggio piano e facile il più possibile di dare un'idea non solo della realizzazione ma (cosa molto più importante) anche del funzionamento di un oscillatore *RC*. Resto comunque a disposizione di chi a mezzo de « *l'antenna* » mi chiedesse schiarimenti. In un prossimo numero coglierò l'occasione, descrivendo un piccolo misuratore di distorsione totale, di dare un'idea al radiante dei filtri elettrici, sia nel funzionamento che nel calcolo semplificato. ●

RADIORICEVITORI AD ALTA FEDELTA'

PER LA ELIMINAZIONE DELLA DISTORSIONE TRANSITORIA E OSCILLAZIONE SPURIA DOVUTA ALL'ALTOPARLANTE

di GAETANO DALPANE

I risultati elettro-acustici ottenuti col circuito descritto ultimamente (« *l'antenna* », XXI - 7 - 1949) (leggere *alta fedeltà* e non « alta sensibilità ») e con altri circuiti più semplici e di costo più modesto, a sole 4+1 valvole riceventi sono davvero notevoli.

Incidentalmente si avvertono i lettori che, tanto il circuito pubblicato nel n. 7 de « *l'antenna* », quanto i circuiti che riportiamo ora, sono stati regolarmente depositati.

Pubblichiamo per ora gli schemi semplificati di questi ultimi apparecchi (parte amplificatrice di B.F. e di potenza) riservandoci eventualmente di descrivere in un prossimo numero di questa rivista la descrizione particolareggiata e lo schema completo di tutti i valori di un'apparecchio del genere.

Nella fig. 1 è rappresentata la parte B.F. e di potenza dell'apparecchio descritto nel n. 7 di questa rivista. Trattasi di un'apparecchio ad altissima fedeltà: l'amplificazione di B.F. è tutta in controfase e l'uscita (carico) è sui catodi delle valvole di potenza, usate come triodi.

In fig. 2 e 3 sono rappresentati (in forma schematica semplificata) due schemi di apparecchi radio a 5 valvole in tutto.

E' stato omesso lo schema di un'apparecchio a 6 valvole (poichè le varianti circuitali sono molte) che usa oltre alle solite 5 valvole, un triodo (6C5 ecc.) amplificatore in B.F. a trasformatore, che sarà accoppiato, come è logico, alla valvola di potenza.

Tale valvola verrà, naturalmente, usata quale 2° stadio a B.F. e sarà preceduta dalla solita 6Q7, EBC3 ecc.

Il circuito della fig. 2 utilizza un triodo-eptodo per il primo stadio di M.F., mentre il triodo viene utilizzato per il 1° stadio di B.F.

La valvola di potenza (usata come triodo o come pentodo) è di tipo normale, accoppiata allo stadio precedente (doppio diodo-triodo) a mezzo del trasformatore intervalvolare T.

Infine, in fig. 3 è rappresentato il circuito elettrico di un altro apparecchio a 5 valvole, colla differenza che il terzo tubo svolge la funzione dei due stadi amplificatori di B.F. disposti in cascata.

In tutti i circuiti indicati, il controllo di tono agisce sulla rete di contro-reazione. Il vantaggio del regolatore così disposto è quello di aumentare la contro-reazione, quando si debba diminuire la resa, alle frequenze alte.

Abbiamo per intanto dato qualche esempio sul modo di realizzare un'apparecchio di grande semplicità e di basso costo, ma dotato di requisiti elettro-acustici veramente interessanti.

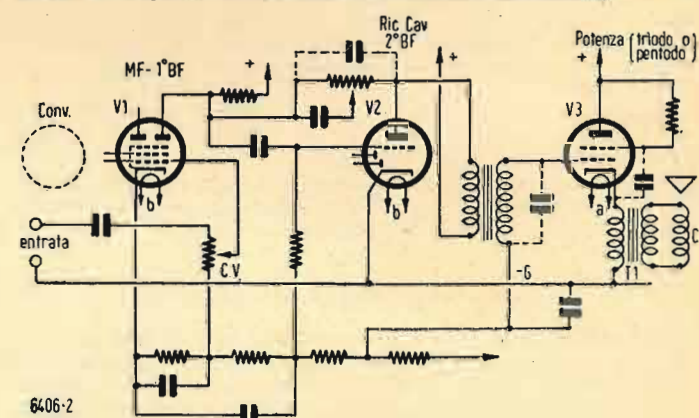



FIG. 2. — *Schema di ricevitore a 5 tubi. Vedi testo.*

Tali apparecchi sono stati realizzati in forma sperimentale dallo scrivente e sottoposti ai più accurati controlli e misure di laboratorio, per quanto riguarda la fedeltà acustica, potenza, distorsione armonica ecc.

E' evidente che al posto del trasformatore può essere usato anche un'autotrasformatore di B.F.: l'avvolgimento può essere percorso o meno dalla corrente anodica a seconda del sistema di accoppiamento usato. ●

FIG. 1. — *E' rappresentata la parte B.F. e di potenza di un apparecchio a 7 valvole ad altissima fedeltà. L'uscita è sui catodi dei tubi di potenza usati come triodi.*

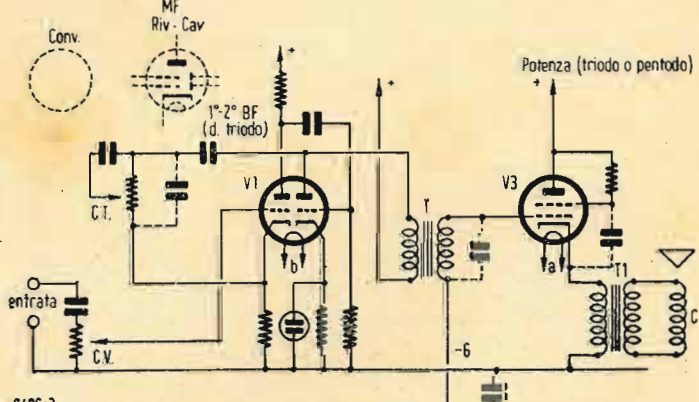



FIG. 3. — *Circuito elettrico di un altro ricevitore a 5 tubi. Il terzo tubo svolge la funzione di due stadi amplificatori in cascata. L'uscita è sempre sul catodo del tubo di potenza.*

AMELIO PEPE

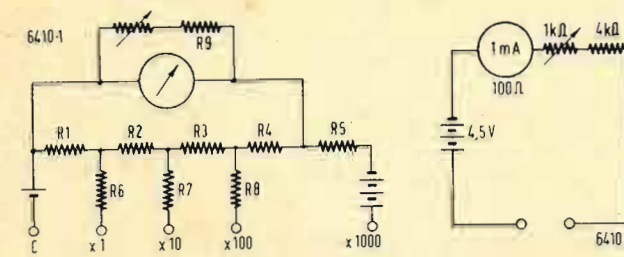
OHMMETRO A QUATTRO PORTATE

Non sempre è possibile al dilettante — specie se alle prime armi — l'acquisto di un buon analizzatore che permetta, oltre che di tensioni continue, alternate e di correnti, la misura accurata di resistenze: ed è arcinoto quanto sia importante quest'ultima parte. D'altro canto è sempre motivo di soddisfazione autocostruirsi un preciso strumento di misura, oppure apportare migliorie a quello posseduto, ovvero, infine, costruirne uno di piccole dimensioni senza sacrificare le caratteristiche di precisione.

In tutti i testi che trattano l'argomento e su molte riviste sono descritti circuiti di ohmmetri: in genere però, si limitano ai circuti più elementari ad una o due portate. Questi ultimi sono poi frequentemente del tipo « in serie » per le portate alte ed « in parallelo » per le portate basse: ciò porta ad avere due scale in senso opposto tra loro. Per i tipi a più portate si hanno eccessive complicazioni di circuito, manovre, letture, ecc. In definitiva peccano di impraticità.

Esiste invece un circuito che alla precisione delle letture unisce una massima praticità di operazione con lettura su unica scala di tutte le portate, che possono essere tre, quattro e anche cinque; unico limite essendo la sensibilità dello strumento e la tensione della batteria di cui si dispone o che si vuol impiegare.

Questo circuito, visibile in fig. 1 è usato da alcune fra le più note case costruttrici americane ed italiane.

Esso è probabilmente il circuito che presenta le migliori caratteristiche di precisione e di praticità d'impiego fra tutti quelli esistenti.

FIGG. 1 e 2. — *Schema di un ohmmetro a quattro portate e schema semplificato per la portata × 1000.*

Scelta dello strumento e della scala

E' ovvio che sarebbe assai preferibile poter disporre di uno strumento ad alta sensibilità (tra i residuati di guerra americani sono reperibili strumenti da 200 μA), poichè con essi è possibile avere misure di tensione più precise e, a parità di tensione della batteria impiegata, misure di resistenze più elevate.

Nonostante ciò, l'uso di uno strumento da 1 mA f.s. è senz'altro più che sufficiente per il lavoro usuale del dilettante e del radioriparatore; tanto più che l'uso di particolari accorgimenti permette di estendere il campo di misure ohmmetriche fino ai più alti valori usati in radio (1).

Benchè molti autori suggeriscano dei sistemi pratici per disegnare le scale degli strumenti autocostruiti, il dilettante che si decidesse a fare ciò si troverebbe di fronte a grandi difficoltà: a meno di essere un ottimo disegnatore e di disporre di una attrezzatura adeguata, si accorgerebbe ben presto della scoraggiante riuscita del suo lavoro. Infatti per ottenere una buona precisione il quadrante viene disegnato in grandi dimensioni, poi ridotto con procedimenti fotografici e stampato.

E' necessario perciò disporre, oltre che dello strumento, anche della scala ed il calcolo allora sarà subordinato al tracciato della medesima.

Per superare questa difficoltà e per venire incontro a tutti coloro che si accingono a costruire o a migliorare il proprio strumento, « *l'antenna* » pubblica un quadrante completo per strumento universale del diametro di 6 cm. La scala ohmmetrica è disegnata secondo il calcolo dato nel testo come esempio.

Calcolo dell'ohmmetro

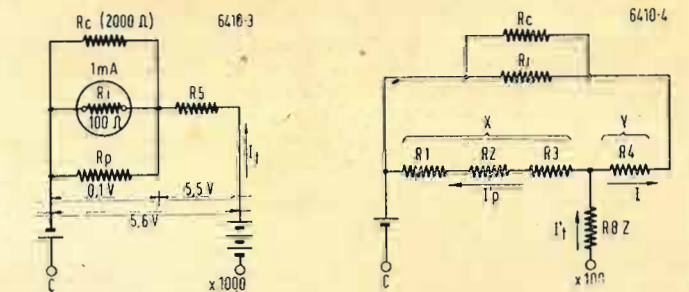
Supponiamo di disporre di uno strumento da 1 mA la cui resistenza interna è di 100 ohm (in effetti la resistenza sarà inferiore a 100 ohm, ma si avrà cura di portarla a tale valore a mezzo di un piccolo resistore in serie di valore adeguato che servirà anche a proteggere lo strumento da sovraccarichi) completo di quadrante con scale già tracciate.

Osserviamo la scala degli ohm e notiamo che al centro porta segnate la divisione 4,5: questa osservazione è molto importante, poichè essa determina il valore della resistenza di carico. In altre parole, se al centro noi leggiamo 4500 ohm (moltiplicando per 1000) vuol dire che la resistenza in serie per portare lo strumento a fondo scala deve essere 4500 ohm (comprese le resistenze interne dello strumento).

Infatti quando l'indice è a metà scala evidentemente passa metà corrente (0,5 mA) di quando è a fondo scala (1 mA); ciò significa che la resistenza del circuito è raddoppiata rispetto al fondo scala; cioè si è inclusa in circuito una resistenza di valore uguale a quella esistente (propria del circuito) e poichè quella inclusa è di 4500 ohm (dato che la lettura indica 4500) quella esistente deve avere un pari valore.

Stabilito questo principio base, si potrebbe conoscere immediatamente la tensione di batteria occorrente per un ohmmetro ad una portata (quella ×1000) lo schema del quale è visibile in fig. 2

$$V = RI = 4500 \cdot 0{,}001 = 4{,}5 \text{ V}$$

Naturalmente, nella resistenza aggiunta di 4400 è compreso il reostato che compensa le variazioni di tensione della batteria; esso potrebbe essere, ad esempio, di 1000 ohm e il resistore fisso di 4000 ohm.

FIGG. 3 e 4. — *Schemi di circuito per il calcolo degli elementi elettrici dello strumento per le portate × 1000 e × 100.*

Nel circuito di fig. 1 il calcolo della portata ×1000 è analogo, solo si deve tener conto che la corrente circolante è maggiore essendo lo strumento shuntato sia dal reostato di compensazione (il cui valore è stato preso uguale a 20 volte la resistenza dello strumento) sia dall'insieme di resistenze R_p, dato da:

$$R_p = R1 + R2 + R3 + R4 \, .$$

Questo non porta alcun svantaggio dato l'uso di due batterie le cui tensioni si sommano per la sola portata più elevata. Ciò

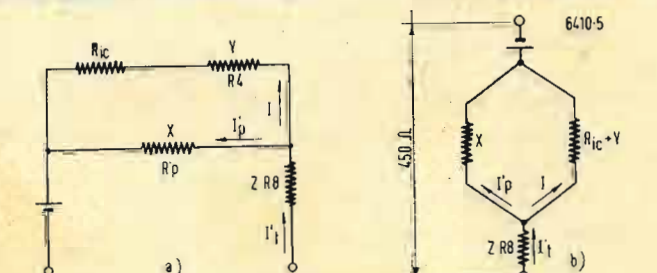
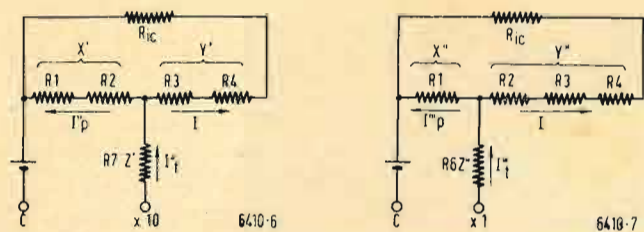



FIG. 5. — *Schema semplificato per la portata × 100.*

è stato fatto per limitare le correnti in circuito per le tre portate minori. Un solo elemento tipo « torcia » alimenta infatti lo strumento per le portate ×100, ×10 e ×1, con 1,4 V, mentre si dispone di 1,4+4,2 = 5,6 V per la portata ×1000. La corrente massima circolante per la misura di resistenza di molto basso valore è di circa 0,3 A; in alcuni strumenti commerciali con batteria unica la corrente massima supera i 0,4 A. Il vantaggio della batteria « sdoppiata » è di ridurre la corrente nel circuito e di disporre di una batteria a forte erogazione di corrente di piccole dimensioni, che porta ad una economia nell'acquisto delle medesime.

Il calcolo è fatto considerando che ogni elemento di batteria dia una tensione di 1,4 V, perchè dalle curve di scarica delle co-

(1) Vedi: PEPE. *Semplice modifica da apportare ai normali Tester per aumentare il campo di misura* - « l'antenna », gennaio '48.

FIGG. 6 e 7. — *Schemi di circuito per il calcolo degli elementi elettrici dello strumento per le portate × 10 e × 1.*

muni pile a secco si nota che la tensione all'incirca costante per il maggior numero di ore è di circa 1,4 V. Con questo accorgimento si ha la precisione teorica dello strumento per il maggior tempo possibile della vita della batteria ed un miglior sfruttamento della stessa.

L'uso del reostato di compensazione in parallelo allo strumento è stato scelto perchè porta un vantaggio sul sistema a compensazione in serie, dato che col primo sono minori gli errori delle letture eseguite con tensioni di alimentazione differenti, per la scarica della batteria, da quella stabilita.

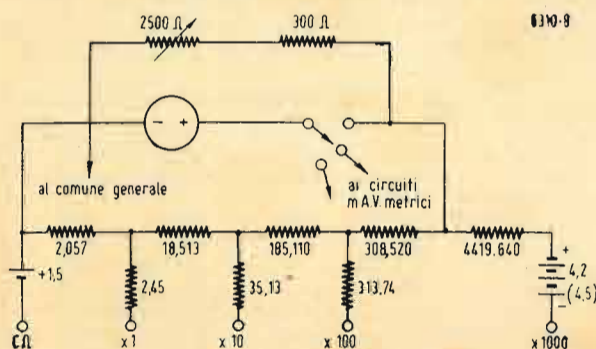



FIG. 8. — *Schema completo dell'ohmmetro e sua inserzione in uno strumento universale.*

Osserviamo ora il circuito di fig. 3; esso è lo stesso di fig. 1 ma per la sola portata ×1000. E' disposto in modo di fare apparire la distribuzione delle tensioni e delle correnti per questa portata. R_c è il resistore variabile di compensazione (in tutto il calcolo è supposto nella posizione intermedia per la quale il suo valore più quello del resistore fisso $R9$ è 2000 ohm). Per brevità, in R_c comprenderemo anche $R9$. R_p è come detto sopra e R_i è la resistenza dello strumento (100 ohm).

Poichè attraverso lo strumento passa 1 mA e la sua resistenza è di 100 ohm, ai suoi morsetti avremo la tensione:

$$0,001 \times 100 = 0,1 \text{ V}$$

di conseguenza anche ai capi di R_p e di R_c vi sarà 0,1 V.

La corrente totale circolante è data da

$$V/R = 5,6/4500 = 0,00124 \text{ A}$$

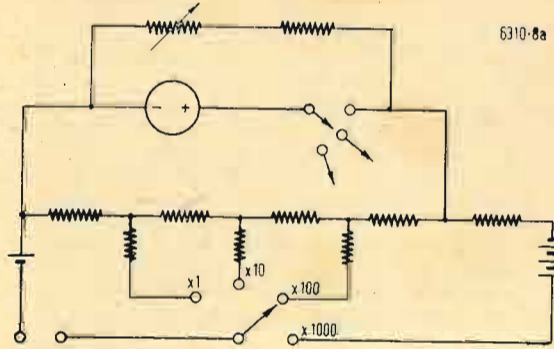
Il valore di $R5$ rimane così determinato da

$$5,50/0.00124 = 4419,64$$

Il valore del complesso di resistori in parallelo R_p, R_i e R_c sarà:

$$4500 - 4419,6444 = 80,3556$$

da cui si ricava, poichè R_i e R_c sono note, il valore di R_p

$$R_p = \frac{1}{\dfrac{1}{80,3556} - \left(\dfrac{1}{100} + \dfrac{1}{2000}\right)} = 514,2 \ \Omega$$

Detto valore si può anche ricavare dalla ripartizione delle correnti nel parallelo.

Consideriamo ora la scala ×100.

Al centro scala si dovrà leggere 450 ohm, perciò la resistenza totale del circuito sarà di 450 ohm.

Esaminiano la parte del circuito che ci interessa, visibile in fig. 4. Sappiamo che $R_p = R1 + R2 + R3 + R4 = 514,2$.

Si devono trovare i valori di $R_p' = R1 + R2 + R3$; $R4$; $R8$; che chiameremo per comodità di calcolo rispettivamente X, Y, Z.

La tensione dalla batteria è ora di 1,4 V, perciò la corrente massima circolante (a corto circuito) è di 1,4/450 = 0.0031 A

Calcoliamo il valore del parallelo R_i e R_c; avremo

$$\frac{100 + 2000}{2100} = 95,238$$

che chiameremo R_{ic}.

Dallo schema notiamo che Y (cioè $R4$) rimane in serie a R_{ic} ed il tutto in parallelo a R_p'.

Semplifichiamo lo schema come è a fig. 5 *a*), *b*).

Le correnti sono note; infatti in Z scorre la corrente totale $I_t' = 3,111$ mA, nel ramo I sarà quella che attraversa lo strumento (1 mA) più quella del reostato ad esso parallelo, cioè:

$$I = 1 + 0,1/2000 = 1,05 \text{ mA}$$

e per differenza la corrente in I_p' sarà:

$$I_p' = 3,111 - 1,05 = 2,061 \text{ mA} .$$

Scriviamo ora le relazioni che legano i componenti del circuito e ricaviamo il valore di Y:

$$X + Y = 514,2$$

che chiameremo A;

$$\frac{R_{ic} + Y}{X} = \frac{I_p'}{I} = \frac{2,061}{1,05} = 1,963$$

che chiameremo C;

$$\frac{R_{ic} + Y}{A - Y} = C$$

da cui, sviluppando, si ricava:

$$Y = R4 = \frac{CA - R_{ic}}{C + 1} = \frac{1,963 \times 514,2 - 95,238}{1,963 + 1} = 308,52$$

$$X = R_p' = 514,20 - 308.52 = 205,68$$

$$Z = R8 = 450 - \frac{(R_{ic} + R4)\, R_p'}{R_{ic} + R4 + R_p'} =$$

$$= 450 - \frac{(95,238 + 308,52)\, 205,68}{95,238 + 308,52 + 205,68} = 450 - 136,26 = 313,74$$

Abbiamo così risolto e trovato i valori per la portata per 100. L'identico procedimento si usa per risolvere le altre due portate (figg. 6 e 7; i valori da considerare ed i rispettivi risultati saranno i seguenti:

Portata ×10. - Resistenza totale del circuito 45 ohm (lettura al centro scala 45 ohm):

$$I_t'' = \frac{1,4}{45} = 0,0311 \text{ A} = 31,1 \text{ mA}$$

$$I_p'' = 31,111 - 1,05 = 30,61$$

$$\frac{R_{ic} + Y'}{X'} = \frac{I_p''}{I} = \frac{30,061}{1,05} = 28,6296 = 28,63 = C'$$

$$Y' = R3 + R4 = \frac{C'A - R_{ic}}{C' + 1} = \frac{(28,63 \times 514,2) - 95,238}{28,63 + 1} = 493,63$$

$$X' = R1 + R2 = 514.2 - 493.63 = 20,57$$

(segue a pagina 4)

FIG. 8a. — *Utilizzazione di un commutatore per le diverse portate.*

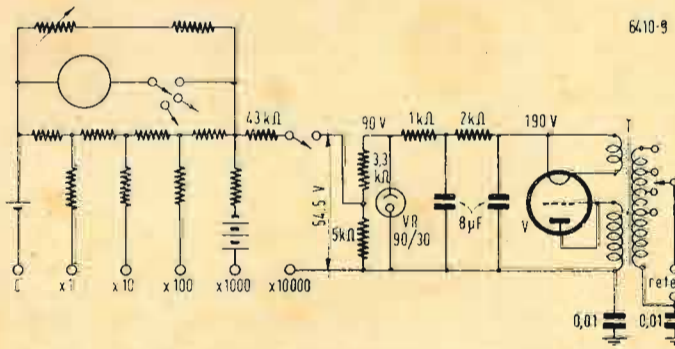



FIG. 9. — *Utilizzando un piccolo alimentatore, possibilmente stabilizzato, è possibile avere anche la portata × 10.000.*

SURPLUS... IL RICETRASMETTITORE BENDIX VHF SCR 522

a cura di GERARDO GERARDI (i 1 PF)

Il Ricetrasmettitore SCR 522 è certamente tra i più interessanti apparecchi del « Surplus » e possiamo definirlo di ieri, oggi e domani. Durante la guerra è stato impiegato su tutti indistintamente i velivoli americani ed inglesi, dal caccia alla fortezza volante; lo è ancora oggi sia sui velivoli militari (italiani compresi) sia su quelli di tutte le aviolinee civili del mondo, ... ed anche del domani, perchè: modificato un po' come circuito, snellito di peso e di ingombro, ma sempre lui sostanzialmente, è presente sui modernissimi « Vampire ».

Oggi troviamo questo apparecchio — reduce glorioso da tutti i fronti, e per ultimo dal recente conflitto di Terra Santa — impiegato anche in « ponti radio » privati e nel campo dilettantistico sui 144 MHz.

Come vedete varrà la pena di conoscerlo, e, contrariamente al nostro costume, ci intratterremo estesamente per due motivi principali: primo, perchè è un complesso tecnicamente interessante e secondo perchè riteniamo di fare cosa utile a molti Enti, privati e dilettanti nel dar loro tutti quei dati per il suo impiego, riparazione, messa a punto e modifiche.

Generalità

Sebbene perfettamente uguale nel suo impiego, istallazione ed esteriorità dobbiamo distinguerlo in: americano od inglese. La differenza consiste nei differenti tipi di valvole impiegate, e di conseguenza: differenti circuiti, potenza ecc.

Il tipo americano è uno solo ed è stato due volte modificato, mentre di quello inglese se ne conoscono quattro modelli differenti non tenendo conto di altri per lieve modifiche. Noi ci occuperemo estesamente del modello americano e tratteremo quelli inglesi in appendice.

La realizzazione è della: Bendix Radio Division of Bendix Aviation Corporation - Baltimore - Maryland. I modelli sono i seguenti:

SCR 522-A SCR 542-A
SCR 522-T2 SCR 542-T2

tra i modelli A e T2 non esiste differenza mentre tra il tipo « 522 » e « 542 » varia la tensione di alimentazione del motore survultore e dei relais; nella tabella possiamo averne i dati.

TABELLA I.

Modello	volt input	ampere trasmiss.	ampere ricezione	Tipo survultore
SCR 522-A SCR 522-T2	28	11,5	11,1	PE 94 A, B, C
SCR 542-A SCR 542-T2	14	23	22,2	PE 98 A, B

Limiti di temperatura. — L'apparato può funzionare, senza alterazione delle sue caratteristiche, entro i seguenti limiti: da −58 °F (−50 °C) a +122 °F (+50 °C).

Frequenza di lavoro. — Quattro canali compresi dai: 100 MHz a 156 MHz, controllati a cristalli sia in trasmissione che in ricezione. (Ci occuperemo in seguito delle modifiche per sostituire i cristalli con circuiti oscillanti in modo di consentirne l'uso continuato su tutta la gamma, utile specialmente nell'impiego dilettantistico).

Avvertenza importante

Abbiamo detto che questo apparato è in uso nelle Aeronautiche militari e civili di tutto il mondo e per tanto bisognerà fare attenzione a rispettare le frequenze assegnate a secondo della categoria, dilettanti, ponti privati, ecc., onde evitare gravi disturbi a servizi di assistenza ed altro che potrebbero avere anche conseguenze fatali per gli aerei in particolare, non tralasciando quelle penali per i malaccorti. Attenzione dunque, e prima di « andare in aria » controllare bene la frequenza. Per evidenti motivi non possiamo specificare le frequenze di lavoro per i servizi militari, mentre ci sentiamo autorizzati segnalare che l'onda di 118,1 MHz, è: onda internazionale di controllo ed assistenza di Aerodromo (canale A). Ciò significa che ad essa è affidato il traffico di un aeroporto e: *vite umane*.

Portata. — Si è potuto stabilire le varie portate chilometriche alle varie altezze dal terreno come risulta dalla Tabella II.

TABELLA II.

Altezza dal terreno in metri	Portata in km
305	48,3
915	112,7
1525	128,8
3050	193,2
4575	241,5
6100	289,8

Componenti principali del complesso

SCR 522 è il nome che assume tutto il complesso che risulta così composto:

Trasmettitore: BC 625-A o BC 625-AM (i due tipi: A e AM sono perfettamente intercambiabili).

Ricevitore: BC 624-A, o BC 624-AM, o BC 624-C (i tre tipi: A, AM e C sono intercambiabili e delle differenze ci occuperemo più avanti).

Rack: FT 244-A. (E' il telaio che raggruppa assieme il trasmettitore ed il ricevitore e comprende il sistema di cambio dei quattro canâli smistamento delle varie tensioni, ecc.).

Scatola di controllo: BC 602.

Survultore: PE 94-A o PE 94-B. Questi sono i pezzi indispensabili per l'uso, tralasciamo per il momento tutti i cavi, la scatola di giunzione e qualche altro accessorio che ne parleremo raggruppandoli sotto tavole.

Caratteristiche della cuffia e del microfono: Cuffia telefonica impedenza di 600 ohm; microfono elettromagnetico, impedenza di 250 ohm. *Valvole impiegate* (vedi Tabella III).

TABELLA III.

VT	JAN	Funzione	Note
118	832	seconda amplificatrice di armonica	trasm.
118	832	finale di potenza	trasm.
134	12A6	amplificatrice di armonica . .	trasm.
134	12A6	modulatrice (due controfase) .	trasm.
134	12A6	finale bassa frequenza . . .	solo nel ricevit. BC 624C
135	12J5	amplificatrice bassa frequenza .	non inclusa nel ricev. BC 624C
169	12C8	rivelatrice CAV, amplif. B.F.	ricev.
198A	6G6	oscillatrice a cristallo	trasm.
199	6SS7	usata come diodo indicatore di R.F.	eliminata nei modelli BC 625-A e AM
199	6SS7	preamplificatrice di B.F. . .	trasm.
202	9002	generatrice di armonica . . .	trasm.
203	9003	amplificatrice R.F.	ricev.
203	9003	mescolatrice	ricev.
203	9003	amplificatrice di armonica . .	ricev.
207	12AH7	oscillatrice a cristallo e limitatrice B.F.	ricev.
207	12AH7	ritardo CAV e prima B.F. . .	ricev. solo nel BC 624C
209	12SG7	amplificatrice M.F.	ricev.
209	12SG7	amplificatrice M.F. . . .	ricev.
209	12SG7	amplificatrice M.F.	ricev.
214	12H6	CAV - noise (limitatrice) . .	ricev. BC 624-AM e C

Con questo abbiamo fatto una presentazione dell'apparato SCR 522 ed inizieremo la descrizione dei suoi circuiti elettrici ed i particolari di ogni suo componente; divideremo pertanto il nostro lavoro nel seguente modo:

a) trasmettitore;
b) ricevitore;
c) rack, cavi, quadretto controllo, ed altri accessori;
d) alimentatori (survultori);
e) apparati inglesi;
f) modifiche: per uso dilettantistico, alimentazione in alternata.

Ogni capitolo comprenderà il circuito elettrico e la descrizione della funzione di ogni singola parte e il procedimento per la messa a punto nonchè i particolari schematici e descrittivi delle parti più interessanti.

(*Continua*).

CARATTERISTICHE E ZOCCOLATURA DEI TUBI «SUBMINIATURE»

Oggi che queste valvole sono reperibili sul nostro mercato, in quanto regolarmente importate, si ritiene far cosa gradita presentandole ai Lettori de *« l'antenna »*, se non come una novità, come nuova possibilità. Create dalla ben nota *Raytheon Manufacturing Co.* le valvole subminiatura hanno trovato vaste applicazioni sia in guerra sia in pace. Tra le più interessanti ricordiamo: spolette automatiche per proiettili antiaerei, munite di minuscolo apparato localizzatore, ricetrasmettitori miniatura, apparecchi radiolocalizzatori per ciechi alloggiati nell'interno dell'impugnatura di un bastone di appoggio, apparecchi acustici per sordi, un ricevitore supereterodina a 5 tubi costruito dalla *Belmont* e dalle dimensioni ridottissime: 77 × 19 × 160 mm, ecc.

I numerosi tipi di tubi subminiatura oggi a disposizione aprono vaste possibilità di alto interesse tecnico e commerciale essendo veramente vasto il campo delle loro applicazioni.

Nella fotografia è una serie di quattro valvole per una supereterodina mostrate a confronto con una sigaretta Muratti's.

Si completa questa breve presentazione con l'affermare di avere avuto modo di sperimentare le loro ottime doti elettriche, meccaniche e di rendimento, preferendole, in taluni casi, ad altre valvole di maggiori dimensioni. Caro Lettore: sport, borsa, notizie, musica e quant'altro ti interessa potrai racchiudere in una scatola di sigarette vuota.

TIPO	IMPIEGO	FILAMENTO (V)	FILAMENTO (A)	FILAMENTO Tipo	Connessioni terminali	V_p	V_{g_1}	V_{g_2}	I_p (mA)	I_{g_2} (mA)	Amplificazione	R_p (MΩ)	Mutue cond (μS)	Uscita (mW)	Carico (MΩ)
CK5702/CK605CX	Pentodo RF. simile 6AK5	6,3	0,2	i	7C	120	— 2	120	7,5	2,5		0,34	5000		(2)
CK5703/CK608CX	Triodo UHF oscillatore	6,3	0,2	i	5G	120	— 2		9		25		5000		(3)
CK5704/CK606BX	Diodo rivel. simile ½6AL5	6,3	0,15	i	4D	150 max			9 max						(4)
CK5744/CK619CX	Triodo alto mu-RF-AF-OSC	6,3	0,2	i	5H	250	— 2		4		70		4000		(5)
CK5784	Pentodo mescol. sim. 6AS6	6,3	0,2	i	7A	120	— 2	120 (10)	5,2	3,5			3200		
CK5829	Doppio diodo rivelatore	6,3	0,15	i	7FA	330 max			5 max						(4)
1AD4	Pentodo RF (6)	1,25	0,1	d	6A	45	0	45	3	0,8		0,5	2000		
1AE5	Eptodo mescolatore	1,25	0,06	d	5D	45	0	45 (10)	0,9	2		0,2	200		(7)
2E31/2E32 (1)	Pentodo RF per ricevit. (6)	1,25	0,05	d	5B	22,5	0	22,5	0,4	0,3		0,35	500		
2E35/2E36 (1)	Pentodo finale per ricevitori	1,25	0,03	d	5A	22,5	0	22,5	0,2	0,07			385	1,2	0,1
2E41/2E42 (1)	Diodo rivel. pentodo per r.c.	1,25	0,03	d	6B	22,5	0	22,5	0,35	0,12		0,25	375		
2G21/2G22 (1)	Triodo-eptodo convertitore per ricevitori (8)	1,25	0,05	d	7B	22,5	Rg=50k	22,5(10)	0,2	0,3		0,5	60		
CK502AX	Pentodo finale di potenza	1,25	0,03	d	5J	45	—1,25	45	0,6	0,15		0,2	550	6	0,1
CK503AX	Pentodo finale di potenza	1,25	0,03	d	5J	45	— 2	45	0,8	0,25		0,35	550	9,5	0,05
CK505AX	Pentodo amplificatore	0,625	0,03	d	5J	22,5	—0,625	22,5	0,125	0,04		1,1	180		
CK506AX	Pentodo finale di potenza	1,25	0,05	d	5J	45	—4,5	45	1,25	0,4		0,12	500	25	0,03
CK510AX	Doppio tetrodo amplificat.	0,625	0,05	d	7D	45	0		0,06			0,5	65	150	
CK512AX	Pentodo amplificatore	0,625	0,02	d	5J	22,5	—0,625	22,5	0,125	0,04		1,25	160	37	
CK518AX	Pentodo finale di poten. (9)	1,25	0,03	d	5J	45	— 2	45	0,8	0,25		0,35	550	9,5	0,05
CK522AX	Pentodo finale di potenza	1,25	0,02	d	5J	22,5	0	22,5	0,3	0,08		0,6	450	1,2	0,2
CK524AX	Pentodo finale di potenza	1,25	0,03	d	5J	15	—1,75	15	0,45	0,125		0,2	300	2,2	0,03
CK525AX	Pentodo finale di potenza	1,25	0,02	d	5J	22,5	—1,2	22,5	0,25	0,06		0,33	325	2,2	0,06
CK526AX	Pentodo finale di potenza	1,25	0,02	d	5J	22,5	—1,5	22,5	0,45	0,12		0,22	400	3,75	0,05
CK527AX	Pentodo finale di potenza	1,25	0,015	d	5J	22,5	0	22,5	0,1	0,025		1,8	222	0,75	0,3
CK528AX	Pentodo finale di poten. (9)	1,25	0,02	d	5J	22,5	0	22,5	0,3	0,08		0,6	450	1,2	0,2
CK529AX	Pentodo finale di poten. (9)	1,25	0,02	d	5J	15	—1,25	15	0,32	0,075		0,3	350	1,6	0,05
CK533AX	Pentodo finale di potenza	1,25	0,015	d	5J	22,5	0	22,5	0,4	0.1		0,45	425	2	0,075
CK534AX	Pentodo amplificatore	0,625	0,015	d	5J	15	—0,625	15	0,0047	0,0014		12	20	30	2,2
CK535AX	Pentodo finale di potenza	1,25	0,02	d	5J	15	—1,5	15	0,2	0,05		0,45	275	1,2	0,05
CK551AXA	Diodo rivel. pentodo amplif.	1,25	0,03	d	6B	22,5	0	22,5	0,17	0,043		0,7	235		
CK553AXA	Pentodo RF	1,25	0,05	d	5A	22,5	0	22,5	0,42	0,13		0,37	550		
CK573AX	Triodo oscillatore UHF	1,25	0,2	d	4A	90	— 4		11		8,5		2000		
CK574AX	Pentodo RF (9)	0,625	0,02	d	5E	22,5	—0,625	22,5	0,125	0,04		1,25	160		
CK5672	Pentodo finale di potenza	1,25	0,05	d	5F	67,5	—6,5	67,5	3,25	1,1			650	65	0,02
CK5676/CK556AX	Triodo oscillatore UHF	1,25	0,12	d	4B	135	— 5		4		15		1600		
CK5677/CK568AX	Triodo oscillatore UHF	1,25	0,06	d	4A	135	— 6		1,9		13,5		650		
CK5678/CK569AX	Pentodo RF	1,25	0,05	d	5A	67,5	0	67,5	1,8	0,48		1	1110		
CK5785	Diodo rettific. alta tensione	1,25	0,015	d	7F	3500			0,1						(4)

(1) Il primo tipo è munito di terminali lunghi da saldare direttamente in circuito, mentre il secondo tipo ha i terminali corti e va impiegato con apposito zoccoletto (vedi foto).
(2) R_k = 200 ohm.
(3) R_k =220 ohm, ¾ W a 500 MHz.
(4) Valori max di picco inverso.
(5) R_k = 500 ohm.
(6) Schermato con metallizzazione esterna.
(7) R_g 1 = 0,2 Mohm.
(8) Triodo: V_p = 22,5 V, I_p = 1 mA.
(9) Schermato con metallizzazione.
(10) V_{g_3} = 0 V.

OHMMETRO A QUATTRO PORTATE

(segue da pagina 10)

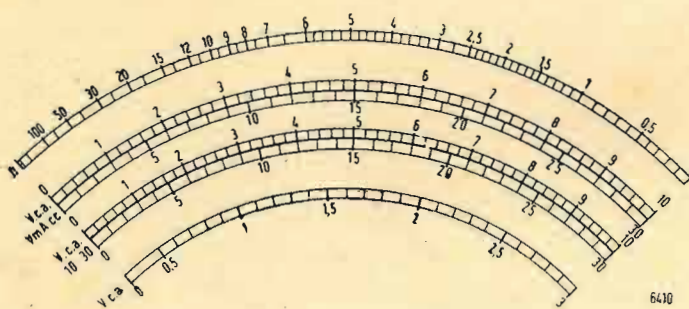
$$Z' = R7 = 45 - \frac{(95{,}238 + 493{,}63)\,20{,}57}{95{,}238 + 493{,}63 + 20{,}57} = 45 - 19{,}87 = 35{,}13$$

$$R3 = X - X' = 205{,}68 - 20{,}57 = 185{,}11$$
$$= Y' - Y = 493{,}63 - 308{,}52 = 185{,}11$$

Portata ×1. - Resistenza totale del circuito 4.5 ohm (lettura al centro scala 4.5 ohm:

$$I_t''' = 1{,}4/4{,}5 = 0{,}31 \text{ A} = 311{,}1 \text{ mA}$$
$$I_p''' = 311{,}111 - 1{,}05 = 310{,}061 \text{ mA}$$
$$Y'' = 512{,}143$$
$$X'' = R1 = 514{,}2 - 512{,}143 = 2{,}057$$
$$Z'' = R6 = 2{,}45$$
$$R2 = Y' - X'' = Y'' - Y' = 18.513 \text{ ohm}.$$

Conclusioni

I notevoli pregi di questo circuito sono anzitutto la precisione veramente eccellente delle indicazioni, tanto che assume grande importanza la perfezione della tracciatura della scala e l'errore di parallasse: la perfetta coincidenza delle quattro portate

sulla medesima scala (con batteria di buona qualità non è neppure necessario ritoccare l'azzeramento di fondo scala passando dall'una all'altra portata); praticità di impiego, poichè è sufficiente la manovra di un commutatore oppure lo spostamento di una spina sola per la commutazione delle portate; pregi che rendono lo strumento di prezioso aiuto.

E' ovvio che le sue doti dipendono dalla scrupolosa precisione sia del calcolo che della realizzazione del circuito, ed in particolare della taratura dei resistori che dovrà essere fatta con l'ausilio di un ponte di Weatstone.

La fig. 8 mostra lo schema completo di valori del circuito descritto e la sua inserzione in uno strumento universale.

Per uno strumento di piccole dimensioni è conveniente collegare i terminali delle varie portate ad altrettante boccole perchè un piccolo commutatore può dare noie per contatti instabili. Se invece si dispone di un buon commutatore bene dimensionato, con contatti robusti, si può disporre come a fig. 8 *a*).

E' possibile anche avere la portata ×10.000 (fig. 9). In questo caso avremo la lettura 45.000 al centro scala, e la tensione di alimentazione data da:

$$V = RI = 45000 \cdot 0{,}00124 = 55{,}9 \text{ V}$$

dovrebbe essere fornita da un piccolo alimentatore, possibilmente stabilizzato, come in fig. 9, dove sono visibili anche i dati di progetto.

Appendice

I dati per la costruzione della scala si ricavano facilmente dalla formuletta:

$$E = \frac{4500}{1{,}5 + R}$$

dove E è la elongazione della lancetta in μA (fondo scala: 1000 μA), R la resistenza in ohm, il cui valore va segnato nel punto E, e 4500 la tensione di alimentazione ×1000.

Esempio:

$$\text{per } R = 2 \quad E = \frac{4500}{4{,}5 + 2} = 692{,}3\ \mu\text{A}$$

$$\text{per } R = 4{,}5 \quad E = \frac{4500}{4{,}5 + 4{,}5} = 500\ \mu\text{A (metà scala)}$$

$$\text{per } R = 10 \quad E = \frac{4500}{4{,}5 + 10} = 310{,}3\ \mu\text{A}$$

Si stabiliscono in tal modo tante coppie di valori R e E per quante divisioni si vogliono disegnare.

Ecco una tabellina con le principali coppie di valori:

R	mA	R	mA	R	mA	R	mA
0,5	900	3	600	8	360	20	183,6
1	818,1	4	529,4	9	333,3	30	130,4
1,5	750	5	473,6	10	310,3	50	82,5
2	682,3	6	428,5	12	272,7	100	43,06
2.5	642.8	7	391,3	15	230,7		

IN MARGINE ALLA SUPER PER USO DILETTANTISTICO

di ERNESTO VIGANÒ

Un Lettore ci scrive da Alessandria:

Avendo già sperimentato vari sistemi di ricezione a « reazione sulla media » più o meno simili a quello descritto dal signor Viganò (« *l'antenna* », XXI, 10, 1949, pag. 457) mi permetto aggiungere qualche consiglio, forse non inutile:

1) La rivelazione per caratteristica di griglia risulta molto più stabile connettendo il gruppo rivelatore (200 pF ÷ 1 Mohm) sul lato catodo della bobina di MF, piuttosto che sul lato griglia.

2) Poichè il sistema è molto sensibile alle variazioni di tensione anodica, conviene anzi, direi è necessario, avere una alimentazione largamente dimensionata o, quanto meno, adottare un filtro a tre elementi per avere una maggiore stabilità (infatti, un segnale forte tende a bloccare la valvola, la c.a. scende e la tensione anodica, conseguentemente aumenta; aumenta l'effetto della bobina di reazione che tende a polarizzare maggiormente la griglia e il fenomeno continua ad esaltarsi fino all'innesco del complesso, in pochi secondi).

3) Per aumentare la sensibilità della rivelatrice sarebbe più conveniente controllare la reazione a mezzo di un piccolo condensatore variabile a mica o ad aria e avere una polarizzazione di schermo fissa (0.5 Mohm ÷ 20.000 pF).

4) Adottare, sempre come rivelatrice, una valvola a pendenza fissa.

Concludendo, le varianti da apportare allo schema, sarebbero quelle che risultano dagli uniti disegni. (G. Pennisi)

rassegna della stampa

Rassegna Tecnica TIBB - Vol. X - n. 3 - 1949.

CAVI HERTZIANI MONOCANALI NEL CAMPO DELLE ONDE METRICHE

di GIUSEPPE GAJANI

Il traffico telefonico ha segnato negli ultimi 20-30 anni un incremento considerevole, in proporzione diretta dello sviluppo dell'industria e del commercio. Gli utenti del telefono sempre più esigenti, chiedono un miglioramento degli impianti, sia per quanto riguarda la facilità del servizio, sia per quanto concerne la qualità delle comunicazioni; ovunque si tende all'automatizzazione del traffico interurbano; viene richiesto il telefono anche per i posti isolati, in campagna e in montagna; il telefono installato sui mezzi mobili, navi, velivoli, treni, auto, è ormai una necessità per l'uomo d'affari, per il diplomatico, per il turista. Le società telefoniche di ogni paese sono impegnate alla estensione delle reti telefoniche, insufficienti al traffico, con la costruzione di nuove linee e con l'ampliamento e l'automatizzazione delle centrali. Nei paesi provati dalla guerra il problema telefonico non è però soltanto un problema di estensione delle reti, è soprattutto un problema di ricostruzione; tale è il caso dell'Italia.

La ricostruzione e il potenziamento della rete telefonica nazionale, concepiti secondo le esigenze moderne del traffico, non possono però essere effettuate solo con i mezzi classici, cioè con la posa di nuove linee e di nuovi cavi. Il progresso compiuto negli ultimi anni nel campo della alta frequenza e i soddisfacenti risultati pratici ottenuti, hanno permesso la realizzazione di mezzi di collegamento talvolta più convenienti e anche tecnicamente migliori di quelli classici. Ci riferiamo al cavo coassiale e al cosiddetto cavo hertziano, cioè il cavo realizzato con collegamento via radio. L'A. passa quindi a trattare del collegamento radiotelefonico con onda metrica, cioè con onda compresa tra 1 e 10 m, realizzante il cavo hertziano monocanale. Il cavo hertziano monocanale particolarmente si addice per il collegamento tra punti non serviti da una rete telefonica efficiente, oppure tra punti mobili. Serve come complemento alla rete telefonica esistente, oppure permette la realizzazione di una rete telefonica indipendente, sia di carattere privato, sia pubblico.

Tra gli interessati a tale sistema di comunicazioni sono da annoverarsi le Forze Armate dello Stato, la Polizia, i Vigili del Fuoco, le società telefoniche statali e concessionarie, le società industriali e commerciali, le imprese agricole e forestali, ecc.

Il cavo herziano monacanale, realizzabile con apparecchiature relativamente semplici, è economicamente più conveniente della linea telefonica aerea e del cavo sotterraneo. Tra i vantaggi giova ricordare l'economia nelle spese di impianto anche quando la distanza tra i punti prescelti al collegamento supera solo qualche chilometro, nonchè l'economia nelle spese di manutenzione, essendo completamente eliminate quelle di linea. Una rete telefonica con cavi hertziani è inoltre molto elastica perchè, con il solo spostamento o l'aggiunta di apparecchiature, se ne può variare la configurazione o la potenzialità. Il campo delle onde metriche si presta bene per la realizzazione del cavo hertziano monocanale ed è molto più vantaggioso che non quello delle altre onde, sia decametriche che decimetriche e centimetriche, per varie ragioni, fra cui:

1) Gamma di frequenza sufficientemente ampia.
2) Propagazione quasi ottica che rende la trasmissione indipendente dalle condizioni della ionosfera e concentrabile in fasci, pur permettendo il collegamento anche tra punti non visibili.
3) Assenza di perturbazioni dovute all'influenza tanto elettrica quanto atmosferica e possibilità di effettuare delle trasmissioni di alta qualità musicale

Analizzando punto per punto, si può asserire che:

1) Indipendentemente dalle condizioni di cui ai punti 2) e 3) l'impiego delle onde metriche per il traffico telefonico è molto più conveniente di quello delle onde decametriche per il numero comparativamente più grande delle frequenze disponibili che permettono la realizzazione di un numero di trasmissioni molto più elevato, anche se di larga banda. La larghezza della gamma di frequenza a disposizione permette inoltre l'applicazione di speciali sistemi di modulazione che risultano molto più soddisfacenti di quelli possibili nel campo delle onde decametriche.

2) La propagazione quasi ottica delle onde metriche rende i collegamenti indipendenti dalla ionosfera, il che significa che un qualsiasi collegamento non dipende, come nel caso delle onde decametriche, dall'ora, dalla stagione o dall'anno in cui lo stesso viene realizzato. La propagazione ottica, d'altra parte è tanto più critica, quanto più elevata è la frequenza impiegata nel collegamento. Le limitazioni della visibilità ottica sono però attenuate dal fatto che nel campo delle onde metriche, gli ostacoli hanno talvolta dimensioni tali da permettere il collegamento senza alcuna visibilità. Il collegamento può infatti spesso avvenire anche tra punti non in visuale diretta, per riflessione, per diffrazione o per fenomeno di guida-onde. Le onde decimetriche e centimetriche esigono invece la perfetta visibilità. Molti collegamenti tra punti fissi e mobili non sono pertanto con tali onde possibili. L'Italia, che è un paese particolarmente montuoso, si presta molto bene per la realizzazione di collegamenti telefonici anche a grandi distanze, usufruendo dei numerosi punti naturali sopraelevati. La propagazione quasi ottica e la concentrazione della radiazione in fasci molto stretti, questi ultimi praticamente irrealizzabili nel campo delle onde decametriche, permettono infine molti collegamenti sulla stessa frequenza, anche in zone geograficamente molto limitate. Il collegamento a fascio tra due punti sopraelevati dona infine allo stesso una notevole sicurezza di inintercettabilità.

3) Trasmissioni di alta qualità musicale e prive di disturbi sono praticamente possibili solo nel campo delle onde metriche, perchè solo in tale campo si possono adottare speciali sistemi di modulazione e realizzare particolari circuiti che permettono di ottenere trasmissioni con le succitate caratteristiche. Naturalmente quanto sopra vale anche nel caso di onde decimetriche e centimetriche.

Nel campo delle onde metriche

FIG. 1. — Trasmettitore da 30 W di costruzione Brown Boveri a onde metriche a modulazione di frequenza per installazioni mobili.

FIG. 2. — Trasmettitore da 50 W a onde metriche a modulazione di frequenza per installazioni fisse, pure di costruzione Brown Boveri.

Fig 3. — Ricevitore a modulazione di frequenza per installazioni fisse e mobili, pure di costruzione Brown Boveri.

particolarmente si addice il sistema di modulazione di frequenza. L'A. ricorda che nella modulazione di ampiezza si fa variare l'ampiezza della oscillazione secondo la medesima legge temporale della tensione di bassa frequenza, mentre nella modulazione di frequenza, la frequenza varia in modo tale che lo scarto tra la frequenza istantanea e la frequenza media è proporzionale al valore istantaneo della tensione a bassa frequenza. Lo scarto più elevato ammesso si dice deviazione di frequenza. Per ragioni intrinseche del sistema di modulazione impiegato, un segnale modulato in frequenza genera uno spettro di frequenza molto più grande che non uno modulato in ampiezza, il che, appunto, limita l'applicazione della modulazione di frequenza al campo delle onde metriche e minori. Con tale sistema è possibile realizzare trasmissioni di alta qualità, il che implica, in funzione diretta della richiesta bontà delle trasmissioni, l'allargamento della banda. L'eliminazione dei disturbi, praticamente impossibile con la modulazione di ampiezza, può avvenire invece con successo con la modulazione di frequenza.

FIG. 4. — *Montaggio di un apparato mobile ricetrasmittente da 30 W a onde metriche e a modulazione di frequenza, su un automezzo. Il trasmettitore è previsto per essere comandato dal cruscotto dell'automezzo ed è accordato su una o due frequenze fisse predeterminate e pilotate da quarzi nella gamma da 31,7 a 41 MHz. Con* a) *è indicato il trasmettitore, con* b) *il ricevitore, con* c) *l'antenna. Microfono e altoparlante possono essere sistemati facilmente a lato del posto del conducente. La sensibilità del ricevitore è di un microvolt.*

Un dato segnale parassita può infatti comporsi con il segnale di trasmissione variandone sia l'ampiezza, sia la fase; se i due segnali sono uguali l'ampiezza può passare per un valore nullo; la variazione possibile è quindi del 100 %. Lo sfasamento è invece al massimo di 90°; tale valore è molto basso se comparato con gli sfasamenti utili della modulazione di frequenza, che possono anche arrivare a parecchie volte 360°, e quindi di praticamente inefficace. Considerando che il caso dell'uguaglianza della tensione del segnale parassita alla tensione utile del segnale di trasmissione è un caso limite, al di là del quale la ricezione dei segnali utili è impossibile, appare evidente come nei casi normali di ricezione (segnale utile maggiore del segnale parassita) si possa, con uno speciale dispositivo limitatore di ampiezza, eliminare l'influenza delle modulazioni di ampiezza causate da segnali parassiti.

Le apparecchiature realizzate per istituzione di cavi hertziani monocanali, sono pertanto normalmente a modulazione di frequenza, funzionanti nel campo 31,7-41 MHz, a radiazione circolare o direttiva. La succitata banda di frequenza è stata fissata dalla conferenza di Atlantic City nel 1947, che ha sancito il suo impiego per l'Europa. Tale banda permette la moduzione di frequenza che, come già considerato, a paragone della modulazione di ampiezza, rende la trasmissione praticamente insensibile alle perturbazioni provocate da automobili, da apparati per diatermia, da impianti elettrici, industriali, ecc.

L'impiego di antenne per radiazione circolare permette il collegamento in tutte le direzioni, con la possibilità di collegarsi non solo con postazioni fisse, ma anche con postazioni mobili. L'impiego di antenne direttive per le postazioni fisse permette di concentrare in una ristretta direzione la radiazione, realizzando un guadagno sia in portata, sia in riservatezza delle trasmissioni stesse. Con l'impiego di due antenne per ogni apparecchiatura, rispettivamente collegate al trasmettitore e al ricevitore, è possibile effettuare il collegamento simultaneo nei due sensi, del tutto simile a un collegamento telefonico con filo o cavo; con una sola antenna, alternativamente commutata sul trasmettitore e sul ricevitore, il collegamento simplex. Per un collegamento duplex si utilizzano due frequenze: una in un senso, una nell'altro; per il simplex invece una sola frequenza alternativamente per ambedue i sensi di trasmissioni. E' però possibile utilizzare una sola antenna per il servizio duplex, mediante lo impiego di uno speciale filtro di selezione delle due frequenze di trasmissione e di ricezione. Questo è particolarmente interessante per la realizzazione del servizio duplex su mobili.

Mediante l'impiego di un dispositivo differenziale può essere effettuato il raccordo del collegamento radio con la rete telefonica. Da un posto centrale può infine essere effettuato l'appello selettivo verso posti periferici, siano essi fissi o mobili. E' possibile chiamare circolarmente tutte le stazioni periferiche, oppure selezionarle singolarmente, oppure a gruppi. Alcune lampade di segnalazione permettono la percezione in ogni istante dello stato della rete, se libera o occupata. Per la inintelligibilità delle comunicazioni si possono usare speciali dispositivi invertitori delle frequenze foniche. Per coprire distanze superiori alla portata massima ammessa, che in particolare dipende dalle condizioni di visibilità, dalla potenza di trasmissione e dalla sensibilità di ricezione, gli apparati in questione possono essere usati come relè. Apparati di questo tipo possono anche essere comandati e controllati a distanza, sia via filo, sia via radio, qualora trattasi di installazioni difficilmente accessibili. Ciò è facilmente realizzabile per il fatto che sia l'apparto trasmettente sia l'apparato ricevente non richiedono nessun comando di sintonia in quanto i loro circuiti sono prestabiliti a funzionare su una o due frequenze prefissate e pilotate a quarzo, il che rende estremamente facile l'impiego degli apparati stessi.

La comunicazione si ottiene infatti con estrema facilità mediante la manovra di alcune chiavi del tipo telefonico sistemate su di un dispositivo di comando munito di microtelefono. Con tali chiavi si mettono in funzione le apparecchiature, si passa dall'onda di servizio all'onda di riserva, si include o si esclude l'altoparlante di controllo, si invia il tono di chiamata, si include o si esclude infine il circuito squelch, per la soppressione del fruscio di fondo in assenza di ricezione dei segnali delle stazioni in corrispondenza. Il dispositivo di comando può essere equipaggiato con disco combinatore per per la chiamata selettiva. La Società Brown Boveri ha costriuto le apparecchiature necessarie per un cavo hertziano monocanale del tipo descritto. Le caratteristiche delle apparecchiature suddette sono le seguenti: frequenza compresa tra 31.7 e 41 MHz in uno o due canali; alimentazione su rete alternata o su batteria a c.c. 6 o 12 V; potenza di trasmissione compresa tra 30 W per posto mobile a 250 W per posto fisso; stabilità di frequenza del 0,015 %; deviazione di frequenza più o meno 25 kHz; sensibilità in ricezione di circa 1 micro V.

IL TUBO EQ80 PHILIPS RIVELATORE DI SEGNALI FM

di J. L. H. JONKER e J. W. M. van OVERBEEK

a cura di RAOUL BIANCHERI

Revue Technique Philips Vol. XI, 1, 1949.

Gli AA. iniziano l'articolo ricordando i vantaggi delle trasmissioni FM, passano velocemente in rassegna il circuito tipico del ricevitore di questi segnali ed a questo punto iniziano la discussione estesa sui sistemi di rivelazione da seguire, discussione che brevemente andremo esponendo.

L'anodo è collegato ad un potenziale positivo (+275 V) attraverso una elevata resistenza. Le griglie g_1 e g_2 sono costruite in modo tale che il potenziale della griglia 3 ed il potenziale degli altri elettrodi situati all'esterno di g_3 non influenzano la regione che circonda il catodo. Il tutto è simile ad un comune pentodo, la corrente elettronica che attraversa le maglie di g_2 non dipende

FIG. 1. — *Due metodi di discriminazione di frequenza.* In alto, a):
I) Intensità di corrente modulata in frequenza; II) valore istantaneo della frequenza in funzione del tempo t. III) Tale corrente attraversa un quadripolo la cui impedenza Z varia al variare della f_i; IV) all'uscita di tale quadripolo si ottiene allora una tensione V modulata in ampiezza; V) che uno o più diodi rivelano; VI) corrente rivelata.
In basso, b): *I) intensità di corrente modulata in frequenza; II) valore istantaneo della frequenza in funzione del tempo t. III) Circuito che fornisce due tensioni V_1 e V_2 sfasate di un angolo φ che varia linearmente al variare di f_i. IV) V_1 e V_2 e φ rappresentati in funzione di t. V) Tubo mescolatore la cui tensione di uscita (V_a) varia in ampiezza con la stessa legge con cui l'onda in arrivo variava in frequenza.*

Il primo metodo è quello di convertire le variazioni di frequenza in variazioni d'ampiezza e queste ultime rivelarle nel modo classico.

La conversione viene effettuata attraverso un circuito la cui impedenza dipende dalla frequenza, teoricamente questo circuito può essere costituito da un solo circuito *L-C* ma in pratica il problema trova una migliore soluzione usando due circuiti *L-C*.

Il secondo metodo consiste nel ricavare due tensioni (V_1 e V_2) la cui relazione di fase φ dipende dal valore istantaneo della frequenza, la rivelazione viene in seguito eseguita con un tubo mescolatore con due griglie di controllo alle quali verranno applicati le due tensioni sfasate (V_1 e V_2).

I disegni illustranti questi principi di discriminazione sono qui riprodotti in figura 1.

Viene appresso discusso il problema della limitazione ed in figura 2 e 4 sono riprodotti i disegni illustranti rispettivamente la modulazione in ampiezza dei segnali di media frequenza ad opera della banda passante del canale di media, e tre metodi seguiti per la limitazione d'ampiezza.

Il tubo EQ80, nuovo rivelatore di segnali MF, segue il secondo metodo di discriminazione e contemporaneamente lavora come limitatore d'ampiezza.

Il tubo EQ80 consta di sette griglie, le griglie g_2, g_4, g_6 sono delle griglie schermo che assicurano il blindaggio delle due griglie controllo (g_3 e g_5) fra loro e fra gli altri elettrodi. Queste griglie schermo vanno portate ad una tensione di +20 V, la griglia 1 và tenuta ad un potenziale costante quale ad esempio il potenziale del catodo. Infine la griglia 7 è una griglia di soppressione ed è già collegata internamente al catodo.

che dalle tensioni g_1 e g_2. Nel tubo EQ80 queste tensioni sono costanti (0 e 20 V) di conseguenza la corrente erogata dal catodo sarà costante. La tensione di griglia 3 però influenzerà la distribuzione delle correnti esterne, se la tensione di g_3 è negativa gli

FIG. 2. — *I) Curva di risonanza di un filtro passa banda a MF (tensione in funzione della f_1). Se f_1 varia sinusoidalmente nel tempo (curva II) si ha una modulazione d'ampiezza riprodotta dalla curva III.*

elettroni saranno respinti su g_2, se g_3 è positiva gli elettroni proseguiranno la loro strada, attraverseranno le maglie di g_4 e la quantità di questi elettroni che giungerà sulla placca dipenderà dalla tensione di g_5. Se la griglia g_5 è positiva attraverseranno le maglie di g_6 e di g_7, se la griglia 5 è negativa gli elettroni verranno ributtati invece sulla griglia 4. In breve, quanto è stato detto prova che non si ha corrente anodica che negli istanti in cui le griglie 3 e 5 sono contemporaneamente positive e che l'intensità di questa corrente è costante (1 mA circa) (le intensità di corrente di griglia durante la circolazione di corrente anodica sono deboli nei confronti di I_a).

Se viene applicato ad ogni griglia di controllo una tensione alternata sinusoidale e sia φ l'angolo di sfasamento fra queste due tensioni si avrà circolazione di corrente anodica solo quando questi due segnali saranno entrambi positivi, cioè ad ogni periodo l'angolo di circolazione anodica sarà: $180° - \varphi$.

L'intensità di corrente anodica varia dunque secondo la legge legge rappresentata nel grafico riprodotto in figura 3.

Il valore medio $\bar{i}_a$ della corrente anodica è quindi:

$$\bar{i}_a = \frac{180° - \varphi}{360°} I_a \qquad [1]$$

e costituisce una misura di sfasamento.

Se in un ricevitore per segnali modulati FM si convertono i segnali in arrivo in segnali a media frequenza e si ottiene da quest'ultima due tensioni alternate sfasate fra di loro e il cui angolo di sfasamento φ vari proporzionalmente alla deviazione di frequenza e si applichi ognuna di queste tensioni rispettivamente alle griglie g_3 e g_5 da quanto detto nell'equazione [1] l'intensità media della corrente anodica varierà proporzionalmente a φ, quindi proporzionalmente alla deviazione di frequenza, vale a dire proporzionalmente all'intensità del segnale di BF modulante.

Gli impulsi rettangolari che formano la corrente anodica si succedono con una frequenza uguale al valore della media frequenza (circa 10 MHz). La corrente anodica è quindi costituita da una componente alternata a frequenza intermedia (e delle armoniche di questa) sovrapposta ad una continua ondulata secondo la legge della BF modulante. La resistenza anodica (0,5 Mohm) e la capacità anodica parassita C_a (circa 25 pF) assicurano una separazione quasi completa di queste componenti e precisamente: la corrente continua, sulla quale è sovrapposta la corrente a BF, attraverserà la resistenza, mentre la quasi totalità della corrente a frequenza intermedia sarà fugata attraverso la capacità C_a. La resistenza interna del tubo è di circa 3 Mohm.

Sopra:

Fig. 3. — *Grafico rappresentante la legge di variazione della intensità di corrente anodica.*

a) *Sfasamento $\varphi = 60°$ fra le tensoni sinusoidali delle griglie g_3 e g_5; corrente anodica d'intensità i_a, di ampiezza di cresta I_a e di valore medio $\bar{i}_a$.*

b) *Idem per $\varphi = 120°$; $\bar{i}_a$ è qui uguale alla metà del suo valore visto nel caso a).*

Di fianco, da sinistra a destra:

Fig. 4 - ***Tre metodi seguiti per la limitazione di ampiezza:***

a) *Metodo classico per rettificazione di V_1 e diminuzione di pendenza conseguente.*

b) *La Z_2 è shuntata dal diodo D posto in serie alla tensione E di di polarizzazione; la V_o di uscita non può sorpassare di molto E. La differenza fra V_1 e V_o viene assorbita dall'impedenza Z_1.*

c) *L'intensità di corrente è indipendente dalla tensione di ingresso V_1 di una griglia pilota (V_1 non dev'essere troppo piccola) allorchè le griglie precedenti si trovino ad un potenziale costante in maniera da costituire una schermatura per la griglia pilota. Se V_1 è una tensione alternativa la cui ampiezza è variabile ma sempre sufficentemente grande, l'ampiezza di i_a rimane pressapoco costante.*

Fig. 6. — *Sfasamento φ e distorsione D in funzione della deviazione di frequenza per un filtro passa banda di MF a due circuiti. La distorsione risulta dalla non linearità della curva φ. In ascisse si è posto $Q \times \Delta f_i / f_i$ espressione in cui Q è il fattore di bontà del secondo circuito di filtro di banda e Δf_i è lo scarto in rapporto alla media frequenza f_i.*

Fig. 8. — *Valore medio della corrente anodica $\bar{i}_a$ del tubo EQ80 in funzione dello sfasamento φ fra le tensioni Vg_3 e Vg_5; per $Vg_3 = Vg_5$ come ampiezza e per tensioni efficaci di 8, 16, 24 V.*

Fig. 5. — *Schema di montaggio per la rivelazione di segnali modulati in FM con il tubo EQ80.*

Fig. 7. — *Filtro passa banda a tre circuiti accordati che permette di ridurre la distorsione ad un valore più piccolo di quanto possa permettere un filtro passa banda a due circuiti.*

L'equazione [1] indica di già che il tubo EQ80 compie fra l'altro anche il compito di limitatore, essendo I_a costante e quindi $\bar{i}_a$ è indipendente dal valore delle tensioni alternative applicate a g_3 e a g_5.

La fig. 5 indica il montaggio di un tubo EQ80. Il filtro passa banda dell'amplificatore a frequenza intermedia è composto da due circuiti accoppiati ed accordati. Ognuno di questi circuiti sono collegati rispettivamente alle griglie g_3 e g_5 del tubo EQ80.

Il valore dello sfasamento φ fra le due tensioni dipende dal valore della frequenza istantanea (f_i) della media frequenza.

Se la deviazione Δf_i è zero (onda non modulata), $\varphi = 90°$. Se il trasmettitore è modulato f_i varia e φ oscilla allora intorno a 90°. Nel caso di un filtro passa banda a due circuiti accordati la relazione fra φ e Δf_i è una funzione *arc-cotg* che praticamente non è lineare che in prossimità del punto dove $\Delta f_i = 0$. Se la massima deviazione Δf_i produce uno sfasamento φ compreso fra 60° e 120° la distorsione è contenuta nel 2,5% (curva *D* fig. 6) valore questo che va considerato il massimo ammissibile. Per una data deviazione di frequenza si mantiene φ fra i limiti su menzionati dando un appropriato valore allo smorzamento del secondo circuito passa banda, si ottiene così una soddisfacente linearità fra Δf_i e φ.

La distorsione può essere ulteriormente contenuta utilizzando un filtro più complesso e contemporaneamente più costoso.

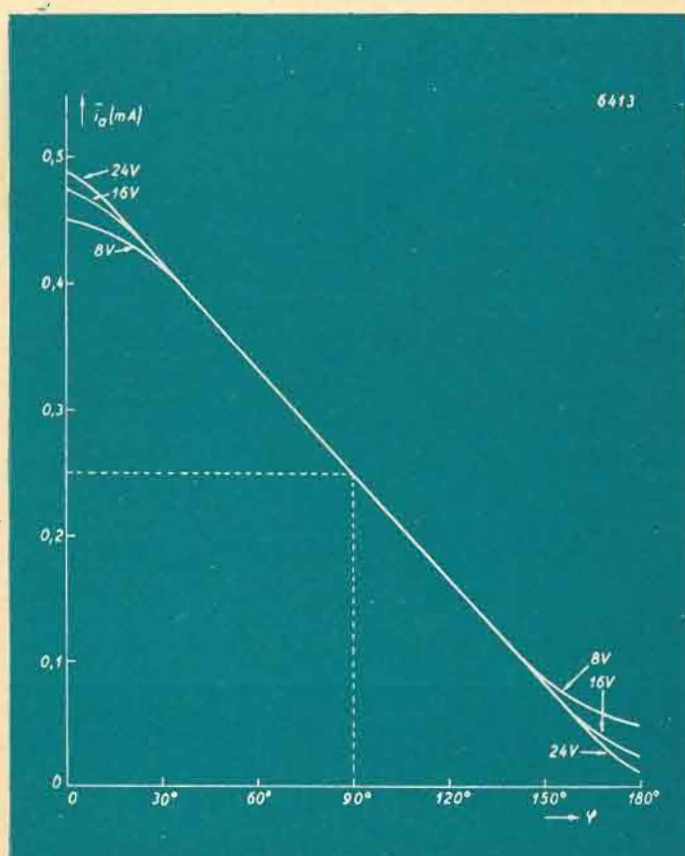
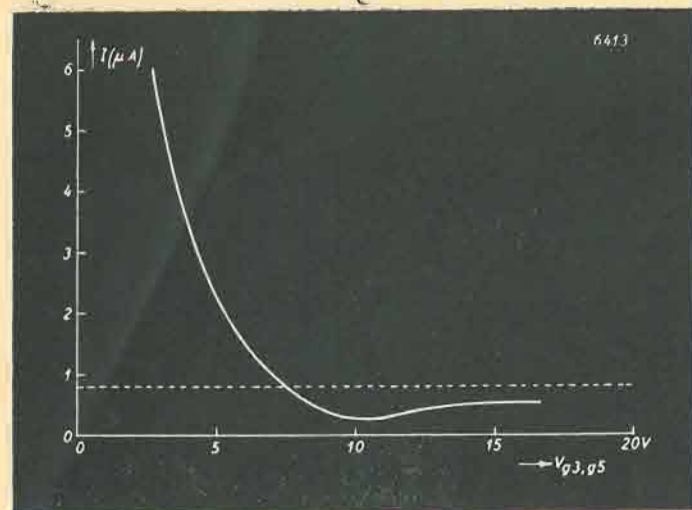
Un filtro a tre circuiti accordati (fig. 7) permette, in certe condizioni di limitare la distorsione al 0,2% per $\varphi = 60° \div 120°$ e a 1,2% per $\varphi = 50° \div 130°$.

Queste condizioni si verificano per:

$$Q_3 = 0{,}45\ Q_2$$
$$M_{23} = L_2/Q_2$$

(vedi fig. 7).

La seconda fase del funzionamento cioè trasformare le variazioni di fase in variazioni proporzionali di corrente anodica sarà compito del tubo EQ80 il quale funziona nel modo già visto. Il modo in cui questa funzione viene svolta può essere seguita con l'aiuto delle curve tracciate in fig. 8.

Queste curve danno il valore della $\bar{i}_a$ in funzione di φ per valori di tensioni alternate $Vg_3 = Vg_5$ delle griglie controllo della EQ80. Si vede che fra $\varphi = 50°$ e $\varphi = 130°$ la relazione fra $\bar{i}_a$

e φ si mantiene lineare. In questa zona la pendenza è di 2,8 µA per grado di sfasamento φ; allorquando φ oscilla fra 60° e 120° (limiti in cui φ varia linearmente a Δf_i) la variazione di i_a è quindi data, in valore massimo, da:

$$i_{a\,max} = [(120° - 60°)/2] \cdot 2{,}8\ \mu A/grado = 30° \cdot 2{,}8\ \mu A/grado = 84\ \mu A\,,$$

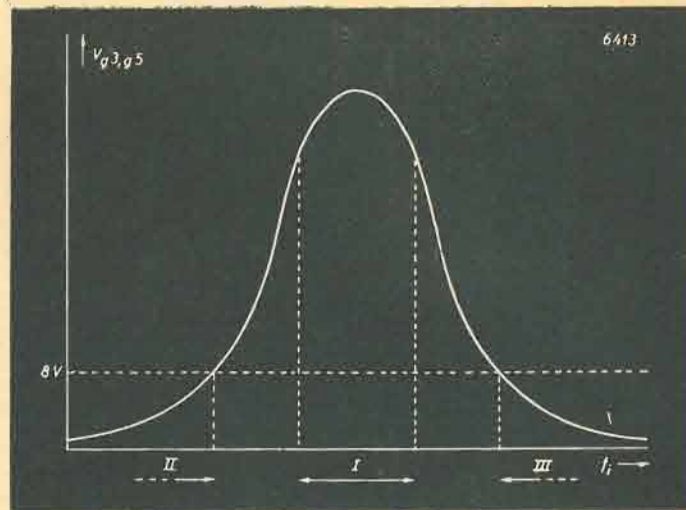
e in valore efficace da:

$$i_{a\,eff} = 84/\sqrt{2} = 60\ \mu A\,.$$

Questa corrente attraversa il carico anodico della EQ80 (che ha in parallelo la Rg della preamplificatrice di BF, 1 Mohm) di 0,5 Mohm.

Con pieno segnale si avrà quindi una tensione efficace di BF di 20 V.

Utilizzando un filtro passa banda a tre circuiti accordati i limiti entro cui φ varia possono essere allontanati e la tensione efficace di BF raggiunge allora i 25 V, tensione questa largamente sufficiente per pilotare uno stadio finale di potenza sia pure considerevole.

La figura 9 indica ugualmente come l'EQ80 funzioni come limitatrice entro i limiti di φ summenzionati, difatti le curve di $\overline{i_a} = f(\varphi)$ coincidono praticamente per diversi valori della tensione alternata $Vg_3 = Vg_5$ applicata alle griglie controllo e quindi in prima approssimazione la modulazione in ampiezza non verrà rivelata.

Per determinare in maniera più rigorosa il grado di insensibilità del tubo EQ80 alla modulazione di ampiezza è stato seguito il seguente procedimento.

Alle due griglie controllo si applicarono due tensioni alternate ad alta frequenza, modulate non già in frequenza ma in ampiezza con un tasso di modulazione del 30% con un segnale di BF; queste tensioni erano sfasate costantemente di 90°. Venne ricavato il valore efficace della corrente anodica I di BF in funzione delle tensioni delle griglie controllo. Come indicato in figura 9 l'EQ80 non è assolutamente insensibile alla modulazione in ampiezza ma dato che con tensioni Vg_3 e Vg_5 di otto o più volt la componente anodica di BF è di 1 µA contro i 60 µA del pieno segnale FM rivelato, la demodulazione dei segnali modulati in ampiezza è trascurabile.

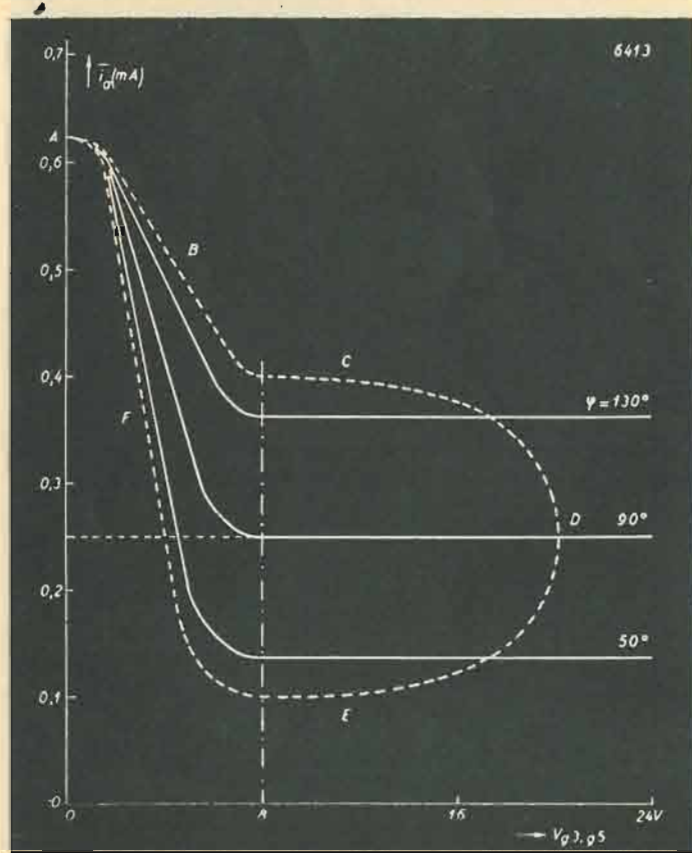
Quindi oltre a comportarsi in modo analogo ad un limitatore il tubo EQ80 ha il vantaggio di non presentare inerzia alcuna nella limitazione di qualsiasi modulazione in ampiezza prodotta

In alto, da sinistra a destra:

FIG. 9. — *Valore efficace della corrente anodica di BF di un tubo EQ80 in funzione di Vg_3, g_5 (valore efficace) per Vg_3 sfasato di 90° rispetto a Vg_5 e con un tasso comune di modulazione di ampiezza del 30%. Per $Vg_3, g_5 > 8$ V la modulazione di ampiezza non è praticamente rivelata.*

FIG. 10. — *Curva di risonanza di un filtro passa banda a MF. Allorchè l'accordo è preciso la media frequenza f_i oscilla nella zona I e la tensione limite sorpassa gli 8 V. Nel caso di un accordo nelle zone II e III Vg_3, g_5 è troppo piccolo.*

FIG. 11. — *Curve a tratto pieno: valore medio i_a del tubo EQ80 in funzione di Vg_3, g_5 per vari valori di φ. Il punto A corrisponde ad un ricevitore che si trova nella zona d'accordo, D ad un ricevitore rigorosamente accordato. Passando attraverso la posizione di accordo si ottiene la curva tratteggiata.*

Di fianco, a sinistra:

FIG. 12. — *Il tutto è come indicato in figura 11 ma per un rivelatore di segnali FM di cattiva costruzione oppure mal regolato. Allorchè l'accordo è preciso (D) il rivelatore funziona bene, ma fuori accordo nella zona F e B della curva punteggiata, zona in cui $Vg_3, g_5 > 8$ V la forte pendenza provoca una notevole distorsione ed un notevole rumore di fondo nella ricezione.*

Di fianco, a destra:

FIG. 13. — *Caratteristiche statiche di un rivelatore di segnali FM: Intensità I_a di corrente anodica in funzione della tensione continua E_3 applicata alla terza griglia, oppure la tensione E_5 applicata alla quinta griglia. Le tensioni E_5 ed E_3 sono maggiori di zero.*

a) *caratteristica discontinua (considerata per semplicità);*

b) *caratteristica simmetrica continua*
   P' punto di lavoro non corretto;
   P punto di lavoro corretto.

c) *Caratteristica asimmetrica.*

Si ottengono allora delle curve come indicate in fig. 11 (curve a tratto continuo). Questa figura mostra essa pure che se si vuol evitare la rivelazione della modulazione d'ampiezza, Vg_3 e Vg_5 devono essere superiori ad un certo valore limite (8 V).

La curva in tratteggio sempre nella figura 11 indica le variazioni di $\overline{i_a}$ e di Vg_3, g_5 risultanti da una variazione progressiva della frequenza f_0 dell'oscillatore locale nel caso che l'onda in arrivo non sia modulata. Allorchè la differenza fra f_0 e la frequenza f_t del segnale in arrivo è ancora molto grande, Vg_3 e Vg_5 sono praticamente nulli e sulla figura 11 la situazione è dunque rappresentata nel punto A. Se si fa in maniera che f_0 (segnale locale) si avvicini a f_t (segnale in arrivo), in modo tale che $|f_t - f_0|$ si trovi in prossimità della banda di frequenze che sono amplificate dal canale di media frequenza, Vg_3 e Vg_3 aumentano e il punto indica valori di coniugate di $\overline{i_a}$ e di queste tensioni si sposta da A verso B o verso F (seguendo il segno di $f_t - f_0$); supponiamo che questo punto si sposti verso B. Una maggiore variazione di f_0 porta questo punto da C in D corrispondente a l'accordo preciso (φ = 90°). Se si spingesse ulteriormente la variazione di f_0 sempre nello stesso senso il punto attraverserebbe le zone E e F per giungere al punto A fuori dell'accordo.

dal trasmettitore o dai rumori locali o ancora dal rumore di fondo delle valvole del ricevitore stesso.

La ricezione di trasmissioni modulate in frequenza sono sovente accompagnate da rumore fastidioso che si produce quando il ricevitore non è rigorosamente accordato cioè quando l'oscillatore locale non fornisce il segnale di valore tale che con l'onda in arrivo abbia a determinare il valore esatto della media frequenza sulla quale è accordato il canale di amplificazione della media frequenza. Difatti se l'oscillatore è accordato in modo tale che la media frequenza modulata spazzola nella zona II o nella zona III (fig. 10) invece che nella zona I si viene a produrre una forte modulazione in ampiezza e l'amplificazione di tensione resta bassa e quindi non si perviene al valore di tensione per ottenere la limitazione in ampiezza, ne risulta quindi un segnale di BF deformato da forte rumore di fondo. Nella progettazione del tubo EQ80 sono stati presi accorgimenti tali da evitare questo inconveniente, inoltre da quanto segue potrà essere dimostrato che questo rumore potrà essere totalmente eliminato in modo assai semplice. La fig. 8 indica $\overline{i_a}$ in funzione di φ per qualche valore di $Vg_3 = Vg_5$. Per determinare quanto accade in un ricevitore disaccordato è preferibile scegliere altre coordinate: si può quindi esprimere $\overline{i_a}$ in funzione di Vg_3, g_5, assumendo φ come parametro.

FIG. 14. — *La tensione della prima griglia del tubo EQ80 è $E'_1 - E_1$; E'_1 risulta dalla rettificazione della tensione Vg_5 agli estremi di un circuito di filtro passa banda. La tensione E_1 è scelta di modo che la corrente catodica del tubo EQ80 sia bloccata allorchè $Vg < 8$ V eff.*

Nelle zone B e F $\overline{i_a}$ dipende dalla grandezza di Vg_3 e Vg_5 in maniera tale che la modulazione di ampiezza viene rivelata e la riproduzione di BF distorta. Questo effetto diminuisce man mano che la pendenza di B in F diminuisce. Difatti la forma delle curve rappresentate in figura 11 è molto più vantaggiosa che quelle riprodotte in figura 12 che è stata riprodotta appunto per poter verificare la maggiore attitudine del tubo EQ80 ad attenuare gli inconvenienti precitati quando il ricevitore non sia perfettamente sulla frequenza del segnale in arrivo.

Orbene, si è sinora pensato a scopo di rendere più piano il fenomeno di rivelazione della EQ80 che questo tubo fosse conduttivo per qualsiasi segnale positivo di griglia e la sua conduttività fosse zero per segnali negativi. Le caratteristiche rilevate con l'ausilio della tensione continua E, $I_a = f(E_3)$ (nel caso che la griglia 5 sia positiva) e $I_a = f(E_5)$ (nel caso che la griglia 3 sia positiva) danno il grafico di figura 13-*a*, in pratica però questo non si verifica e si hanno le curve 13-*b* e 13-*c*. Ad evitare quindi un effetto rettificatore dovuto ad esempio ad un punto di lavoro scelto in P' (13-*b*); il punto esatto di polarizzazione P (13-*b*) dovrà essere scelto con molta cura, diversamente il punto A verrà ad avere l'asimmetria indicata nella fig. 12 (od opposta).

La simmetria quindi delle due caratteristiche è stato oggetto di particolari cure da parte dei realizzatori della EQ80 che sono risultate del tipo 13-*b* e la pendenza è stata mantenuta bassa a minimizzare una eventuale leggera disimmetria. La tensione di polarizzazione corretta è risultata di — 4 V ed è consigliato di ricavarla nel modo indicato in figura 5.

Le qualità precitate del tubo EQ80 possono essere migliorate e sopprimere del tutto il rumore prima accennato relativo al disaccordo del ricevitore. Questo può essere ottenuto con il montaggio indicato in figura 14 dove la griglia g_1 bloccherà l'EQ80 sintanto che le griglie g_3 e g_5 avranno un potenziale inferiore ad 8 V. Alla griglia g_1 sono applicate due tensioni di polarizzazione, una determinata dalla resistenza catodica appartenente al partitore, l'altra determinata dalla rettificazione della tensione del terzo filtro passa banda con l'ausilio di un diodo sul cui catodo

oltre alla resistenza di polarizzazione è posto pure un condensatore di livellamento.

Solamente quando la tensione rettificata avrà raggiunto un valore sufficentemente elevato il tubo EQ80 potrà funzionare.

La resistenza R_4 di fig. 14 ha funzione limitatrice della tensione positiva della griglia 1. Questo diodo contemporaneamente può servire quale rettificatore di R.A.S. e quindi può oltre al comune compito di regolazione automatica di sensibilità pilotare un indicatore di sintonia di qualsiasi tipo.

Per l'amplificazione di BF è consigliato l'uso di un tubo Philips EL41 (pentodo a 10.000 μS di pendenza, 9 W di dissipazione anodica, esecuzione Rimlock) il quale essendo pilotato in pieno da una tensione di solo 4 V ammette una forte controreazione a tutto vantaggio della qualità di riproduzione (l'uscita della EQ80 è di 20÷25 V).

Riassumendo quindi l'EQ80 oltre ad offrire i vantaggi che qui abbiamo riassunto permette di risparmiare un pentodo quale limitatore, un doppio diodo quale rivelatore e quello che maggiormente conta un circuito discriminatore i cui due accordi sono così critici per una bassa distorsione della BF ed infine un preamplificatore di BF, all'incontro però richiede una tensione di pilotaggio a media frequenza sensibilmente superiore a quella richiesta per la piena limitazione da un comune circuito limitatore.

(RB)

BIVALVOLARE PORTATILE "THE RADIO HAT"

RICEVITORE PERSONALE REALIZZATO DALLA AMERICAN MERRILEI CO (N.Y.)

Radio Electronics Giugno 1949

L'industria radio americana è sempre alla ricerca di nuovi modelli di apparecchi riceventi, che suscitino l'attenzione e in montagna o al mare, negli incontri sportivi e in molte altre occasioni. Il ricevitore è a due valvole che sono montate sopra l'elmo; tra di esse è collocata la manopola

FIG. 1. — Schema elettrico del piccolo ricevitore bivalvolare portatile realizzato dalla American Merrilei Co. I numeri attorno ai simboli dei tubi, indicano le connessioni allo zoccolo.

i desideri dei clienti. Uno degli ultimi ritrovati è l'apparecchio radio-ricevente contenuto in un casco di tipo coloniale, che si è dimostrato utile e gradito nelle gite per la sintonia. Superiormente al casco è montata anche la piccola antenna a telaio orientabile.

L'alimentazione è fornita da una piccola batteria a secco per i 22,5 volt dell'alta tensione e da un'altra per la tensione dei filamenti (1,5 V). Queste batterie possono benissimo essere contenute in una tasca. L'audizione avviene tramite un normale auricolare. Pur garantendo una certa consistenza ed essendo impermeabile all'acqua, il « radio-cappello » pesa solo 340 gr e può essere adattato a qualsiasi testa.

Il circuito

Lo schema è rappresentato in fig. 1. La valvola 1E5 è collegata come un rivelatore tipo ultra-audion. Il suo circuito accordato è formato dal piccolo telaio e da un condensatore variabile a pressione. L'amplificatore di bassa è rappresentato dal pentodo 3V4, che è polarizzato mediante una resistenza sulla griglia di 20 megaohm e che ha come circuito anodico l'auricolare. La batteria usata ad intermittenza può durare 20 ore; la relativa connessione viene fatta attraverso un cavetto tripolare. L'accensione dell'apparecchio avviene appunto quando la spina di questo cavetto è introdotta nell'opportuno jack. La selettività è molto buona, solo la sintonizzazione è un po' delicata come tutti i ricevitori a reazione.

(GP)

UN ORIGINALE RICEVITORE A CRISTALLO

di ROBERT PIAT (F3XY)

Le Haut-Parleur XXV - 843 - 1949

Il ricevitore descritto è una versione originale e nello stesso tempo economica del vecchio ricevitore a galena. Il rivelatore a galena è sostituito dalla rettificatrice al germanio 1N34 da qualche anno molto in uso. La tensione rivelata è inviata ad una amplificatrice di tensione che pilota una finale a polarizzazione semiautomatica.

FIG. 1. — Schema del circuito del ricevitore a cristallo di germanio.

La fig. 1 mostra lo schema di princip[io]; qui di seguito sono segnati i valori [dei] componenti:

Valvole: 1H5 e 1Q5.

Rivelatore: 1N34.

$R1$ = 10 Mohm; $R2$ = 250 kohm; $R3$ = = 500 kohm; $R4$ = 450 ohm.

$C1$ = 1 microF; $C2$ = 0,05 microF; $C3$ = = 0,1 microF; $C4$ = 0,1 microF.

La bobina è di 138 spire avvolte su un supporto di 180 mm di lunghezza e 32 mm di diametro. Il filo usato di 0,8 mm, una copertura cotone, bobina a spire unite. Le differenti prese sono collegate ad un commutatore a 4 posizioni, 2 vie.

Il condensatore è un normale due sezioni collegate in parallelo. L'altoparlante è a magnete permanente del diametro di 7 cm la cui carcassa è collegata a massa.

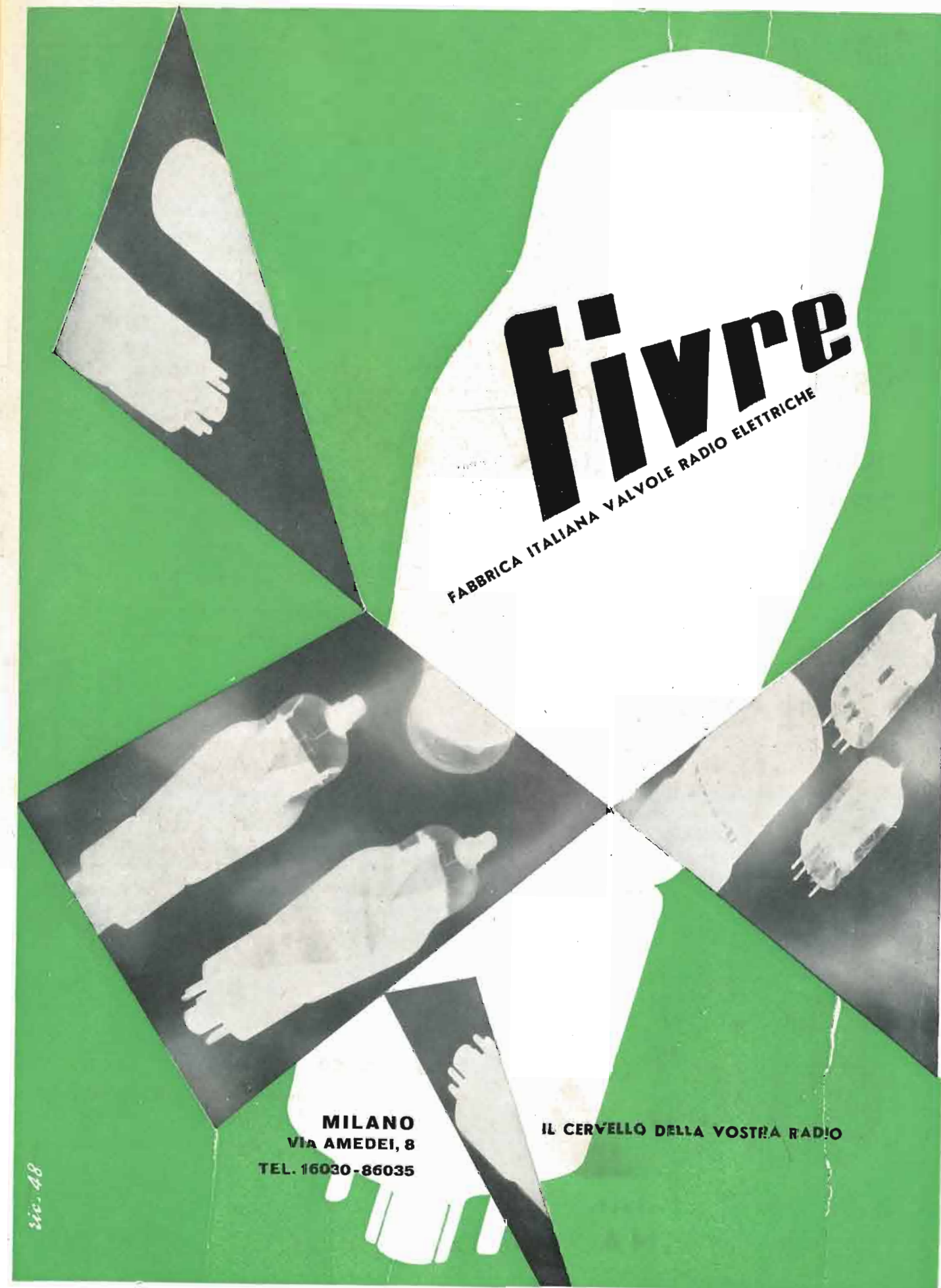
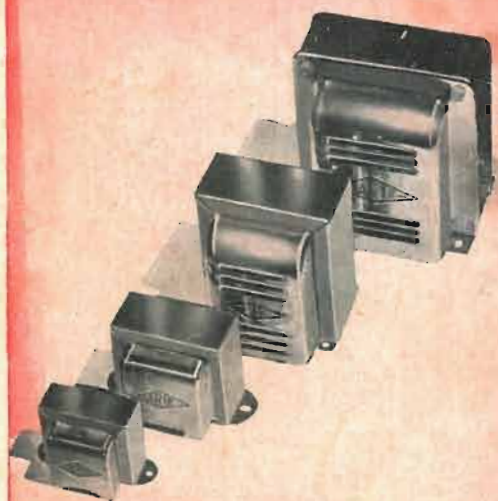
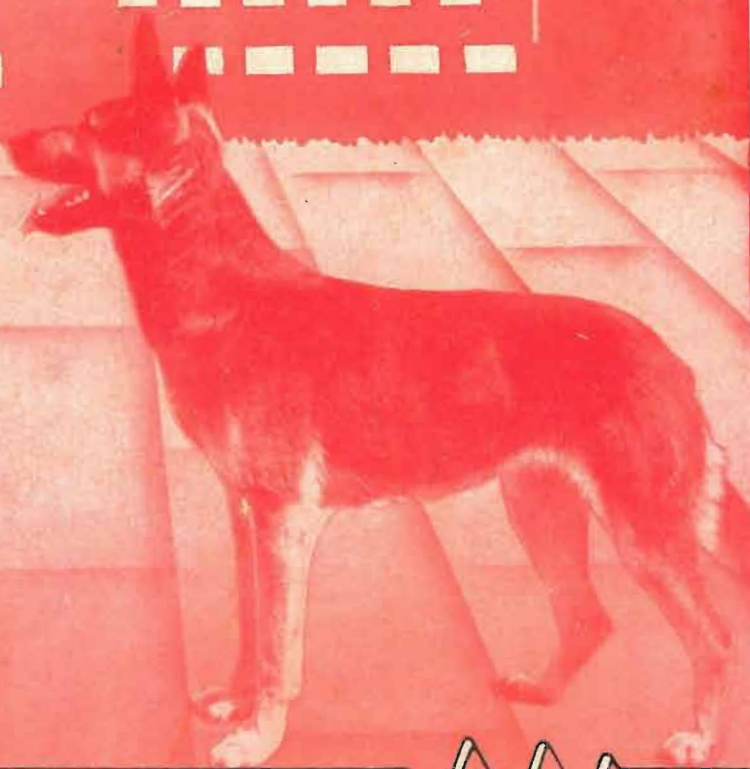
E' evidente che il ricevitore serve solo per le stazioni locali e necessita di una buona antenna nonchè della presa di terra.

Oltre che le valvole già elencate si possono usare in sostituzione le seguenti:

1H5 = 1LH4 - 1T4 - 1LN5 - 1N5.

1Q5 = 1C5 (750) - 1LB4 (1500) - 1S4 (800) - 3S4 (800) - 3C5 (1100) - 3Q5 (400) - 1A5 (1000).

I valori segnati in parentesi sono quelli della resistenza $R4$ da mettere in serie con ciascun tipo di valvola usata. Invece della 1N34 può essere usato la 1N23 oppure la 1N21.

(LF)

...è fedele
alle vostre esigenze.
LARIR
LABORATORI ARTIGIANI RIUNITI INDUSTRIE RADIOELETTRICHE
PIAZZALE 5 GIORNATE, 1 - MILANO - TELEFONO 55.671